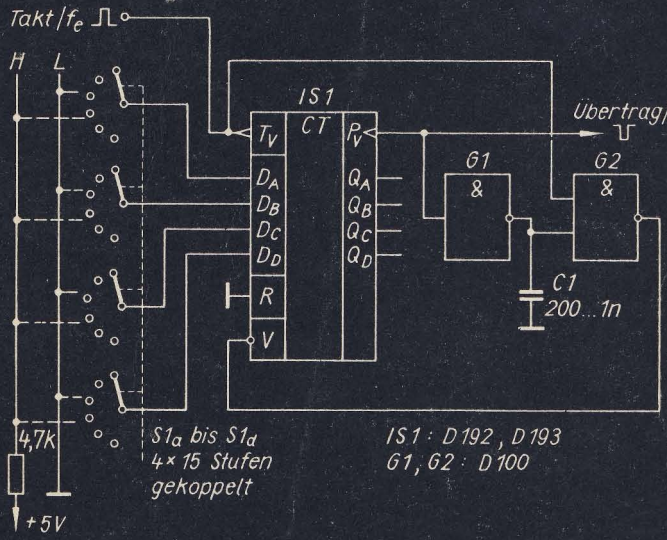
amateurreihe

electronica



Hagen Jakubaschk

183

Neue Schaltbeispiele mit TTL-Schaltkreisen

electronica . Band 183

HAGEN JAKUBASCHK

Neue Schaltbeispiele mit TTL-Schaltkreisen

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1980, 1.—20. Tausend
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1980
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV: 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Ingeborg Kern · Korrektor: Ilse Fähndrich
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 30. Januar 1980
Bestellnummer: 746 213 0
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Impulsgrundschaltungen 7
1.1. Laufzeitgenerator 7
1.2. Anwendungsmöglichkeiten für den IS *D 160* 8
1.2.1. *D 160* als NAND, AND, NOR, OR 9
1.2.2. *D 160* als astabiler Multivibrator (RC-Generator) .. 11
1.2.3. *D 160* als Quarzoszillator 12
1.2.4. *D 160* als RS-Flip-Flop 13
1.3. AND/NAND-Umschalter (umschaltbare Signalinvertierung 14
1.4. Einzelimpuls-Torschaltung 15

2. Taktsysteme 18
2.1. Taktumlaufanzeige mit *VQB 73* 18
2.2. Mehrtaktsysteme mit dem 4-bit-Universalschieberegister *D 195* 20

3. Frequenzteiler und Zähler 30
3.1. Vereinfachte 6:1-Teiler und Zähler 0 bis 5 für *MH 7490* 30
3.2. Vereinfachte Zählumfangsverkürzung (Teilerfaktoreinstellung) für die Zähler-IS *D 192* und *D 193* 32
3.3. Programmierbare (umschaltbare) Frequenzteiler mit *D 192/D 193* 34

4. Dekoder und Diskriminatoren 37
4.1. 1-aus-16-Dekodierung mit *MH 7442* oder *MH 74141* 37
4.2. Digitale Differenzfrequenzbildung (Digitalmischer) 38
4.3. Frequenzvergleichsschaltung zum Erzeugen einer Nachstimm- oder Regelspannung 40

5. Ergänzungen zu TTL-Digitaluhren 44
5.1. Akustische Stundenschlageinrichtungen 44
5.2. Akustische Zeitangabe — Der Blindenuhr-Dekoder . 52
5.3. Vereinfachte Zählerschaltungen für TTL-Digitaluhren 62

6. Zusatzgeräte für Zählfrequenzmesser 66
6.1. Universeller Analog/Digital-Wandler (AD-Wandler) 66
6.2. Linear digital anzeigender Temperaturmeßzusatz .. 76
6.3. Linear digital anzeigender Kapazitätsmeßzusatz ... 80

7. Einfache Digitalmeßgeräte 84
7.1. Logiktester mit Symbolanzeige 84
7.2. Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser mit digitaler Anzeige 89
7.3. Digital anzeigendes Thermometer 95
7.4. Digitalvoltmeter 105

8. Sonderanwendungen 108
8.1. Ergänzung zur „Quizmaster"-Elektronik [1] 108
8.2. Stoppuhrzusatz für Taschenrechner 109
8.3. Hochwertiges elektronisches Ziffernschloß 112

9. Anhang 126
9.1. Literaturverzeichnis 126
9.2. Berichtigungen zu [1] (1. Auflage) 127

Vorwort

Der vorliegende Band ist in erster Linie als weiterführende Ergänzung zum *Schaltkreisbastelbuch* gedacht. Seit Manuskriptabschluß zu diesem Buch [1] haben sich sowohl bezüglich der Bauelementesituation wie auch in der Schaltungstechnik Fortschritte ergeben. Es liegt in der schnellen technischen Entwicklung begründet, daß Bücher für den Amateur oft schon zum Erscheinungszeitpunkt nicht mehr dem allerneuesten Stand entsprechen. Hier können dem Amateur neben den Beiträgen der Fachzeitschriften die Bände der *electronica*-Reihe mit ihrer im Vergleich zu Büchern merklich kürzeren Produktionszeit helfen, die Informationslücke zwischen dem (ihm zugänglichen) realen technischen Stand und seinem Kenntnisstand zumindest zu verringern. Der gewählte Titel dieser Broschüre ist in diesem Sinn zu verstehen. Es soll ergänzendes Material zum *Schaltkreisbastelbuch* angeboten werden, da Nachauflagen dieses und ähnlicher Bücher, in denen solche neueren Ergebnisse enthalten sein werden, derzeit nur in großem Abstand möglich sind; zu diesem Zeitpunkt wären manche Schaltbeispiele in ihrer Aktualität bereits erheblich gemindert.
Der vorliegende Band enthält Schaltbeispiele, die im Zeitraum zwischen Frühjahr 1976 (Manuskriptabschluß von [1]) und Herbst 1978 veröffentlichungsreif wurden. Die Auswahl wurde im Gegensatz zu [1] bewußt auf TTL-Schaltungen eingeschränkt, wofür neben Umfangsgründen die Tatsache ausschlaggebend war, daß diese Schaltkreisfamilie nach wie vor für den Amateur die mit Abstand größte Bedeutung hat und — im Vergleich zur Hochvolt-MOS-Technik — vorerst auch behalten wird. Darüber hinaus ist zu MOS-Schaltkreisen inzwischen mit [2] ein eigener Band in der *electronica*-Reihe erschienen. Für die Perspektive läßt sich außerdem bereits absehen, daß die Hochvolt-MOS-Schaltkreise durch neuere Schaltkreistechnologien (insbesondere die CMOS-Technik, die später auch beim Amateur die TTL-Technik ablösen wird) schon bald überholt sein werden; im internationalen technischen Stand spielen Hochvolt-MOS-Schaltkreise schon jetzt entwicklungsmäßig keine Rolle mehr. Der Amateur bevorzugt daher zu Recht derzeit die TTL-Technik, wofür neben technischen Gründen

(günstigere Speisespannungsbedingungen) auch das aktuelle Bastler-Bauelementeangebot mit ausschlaggebend ist.
Die ausgewählten Schaltbeispiele sind keineswegs sämtlich „neu" im Sinne einer Erstveröffentlichung, sie sind jedoch — soweit nicht hier erstmalig gezeigt — in Fachzeitschriften verstreut und waren dem Amateur daher bislang nicht in einer zusammenfassenden Darstellung greifbar. Die vorgestellten Schaltungen wurden auch nach diesem Gesichtspunkt ausgewählt.
Entsprechend der Zewckbestimmung des vorliegenden Bandes wird beim Leser die Kenntnis der Grundlagen der TTL-Technik (etwa entsprechend den Abschnitten 1. und 2. in [1]) vorausgesetzt; Einzelheiten, die in [1] bereits erläutert sind, werden nur dann nochmals gestreift, wenn das zum Verständnis der jeweiligen Schaltung notwendig erscheint. Einige wenige Schaltbeispiele, die direkt an in [1] gezeigte Schaltungen anschließen, wenden sich speziell an die Leser von [1]. Abgesehen von diesen Einzelfällen ist jedoch der vorliegende Band in sich geschlossen und damit auch unabhängig von [1] verwendbar. Die inhaltliche Gliederung lehnt sich ebenfalls lose an die entsprechenden, die TTL-Technik behandelnden Abschnitte in [1] an. Der Autor hofft, damit eine zeitliche Informationslücke bis zur nächsten Auflage des *Schaltkreisbastelbuchs* für den Amateur zu überbrücken.

Nahmitz, im Oktober 1978 *Hagen Jakubaschk*

1. Impulsgrundschaltungen

1.1. Laufzeitgenerator

Infolge der endlichen Dauer eines Schaltvorgangs bei Halbleitern tritt zwischen Eingang und Ausgang eines TTL-Standardgatters eine Signalverzögerung auf; das Eingangssignal benötigt bis zum Gatterausgang eine gewisse Laufzeit. Einzelheiten dazu sind unter anderem in [3] behandelt. Die Signalverzögerungszeit (Laufzeit) beträgt für ein TTL-Standardgatter der D-10-Serie (*D 100* u. ä.) im Mittel etwa 12 ns, für die „schnellen" Gatter der Serie D 20 liegt sie bei etwa 7 ns. Diese Signalverzögerung läßt sich zum Aufbau besonders einfacher HF-Oszillatoren ausnutzen, indem mehrere Gatter in Serie gelegt werden und der Ausgang des letzten Gatters mit dem Eingang des ersten verbunden wird. Um die erforderliche Phasendrehung von 180° zu erhalten, muß die Anzahl der in Serie geschalteten Gatter (wobei Standard-NAND-Gatter angenommen werden) stets ungerade sein.
Bild 1.1 zeigt 2 Beispiele. Besonders vorteilhaft läßt sich der 6 Inverter enthaltende IS-Typ *D 204* (Bild 1.1a) verwenden. 5 seiner Gatter sind in Serie gelegt und bilden den Laufzeitgenerator, das

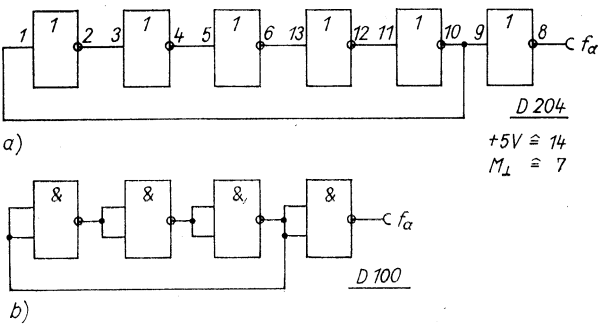


Bild 1.1 a — Laufzeitgenerator mit *D 204* und $n = 5$;
b — mit $n = 3$ und *D 100*

6. Gatter dient der Entkopplung. Bei f_a läßt sich die entstehende Rechteckschwingung abnehmen.
In gleicher Weise kann man einen solchen Generator mit 3 Gattern eines *D 100* realisieren (Bild 1.1b), wobei dessen 4. Gatter der Entkopplung des Ausgangs dient. Die entstehende Frequenz ist abhängig von der Gatterlaufzeit und daher vom Schaltkreisexemplar vorgegeben. Man kann deshalb diese Schaltung zur (überschlägigen) Bestimmung der Signalverzögerungszeit verwenden, wenn sich die Ausgangsfrequenz f_a genügend genau messen läßt. Die mittlere Signalverzögerungszeit eines Gatters (t_D) ergibt sich danach zu

$$t_D \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot n \cdot f_a}},$$

f_a in MHz, t_D in μs, n — Anzahl der in Serie gelegten Gatter, wobei stets $n = 3; 5; 7; 9 \ldots$ sein muß.
Praktisch erreichte Frequenzen liegen für beide Varianten nach Bild 1.1a, b bei $f_a \approx (10 \ldots 30)$ MHz (je nach IS-Exemplar maximal bei $\approx$ 50 MHz mit *D 204*, bei $\approx$ 35 MHz mit *D 100*). Wegen der sehr günstig realisierbaren äußeren Verbindungen an den IS und weil keine äußeren Bauelemente erforderlich sind, eignen sich derartige Generatoren vorzugsweise als schnelle Taktgeneratoren, bei denen die genaue Frequenz unkritisch ist. Da die Gatterschaltzeiten von Temperatur und Speisespannung abhängen ([3]), gehen diese Parameter erheblich in die Frequenz ein, die deshalb nicht besonders stabil ist.

1.2. Anwendungsmöglichkeiten für den IS *D 160*

Der Schaltkreistyp *D 160* ist als „Expander" zur Eingangserweiterung (und insofern als Zusatzbaustein) für den Schaltkreis *D 150* vorgesehen (siehe [1]). Bild 1.2 zeigt Innenschaltung und Anschlußlage des *D 160*, der 2 Schaltungen nach Bild 1.2a in einem Schaltkreis enthält. Der *D 160* wird im Amateurhandel sehr preiswert angeboten, der Amateur weiß bisher aber wenig mit ihm anzufangen, zumal Aufgabenstellungen, die *D 150* mit erweiterter Eingangszahl erfordern, beim Amateur kaum auftreten. In der Literatur wird der *D 160* gelegentlich zum Herstellen einer *Schmitt*-Trigger-Schaltung ([3]) angegeben, diese Variante ist

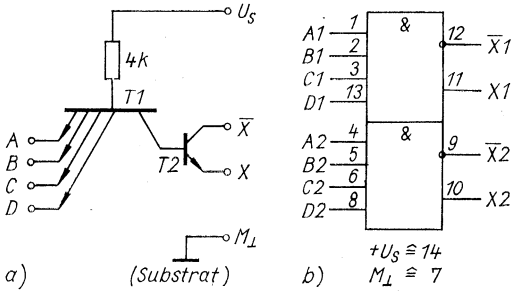


Bild 1.2 a — Innenschaltung des *D 160* (2fach vorhanden);
b — logisches Schaltsymbol und Anschlußziffern des *D 160*

jedoch sehr ungünstig gegenüber anderen Triggerschaltungen, sie wird daher auch hier nicht empfohlen. Dagegen kann der Amateur die „gängigsten" logischen Grundschaltungen auch mit *D 160* realisieren. Diese Möglichkeiten werden nachfolgend gezeigt; sie können in sehr vielen Fällen beim Amateur die gleichen, üblicherweise mit *D 100* (nach [1] u. a.) realisierten Schaltungsfunktionen ersetzen und damit zur Einsparung der sonst notwendigen *D 100* und ähnlicher Grundgattertypen beitragen. Zu beachten ist, daß der Masseanschluß M beim *D 160* zwar keine funktionelle Verbindung zur Innenschaltung (T1, T2; Bild 1.2a) hat, jedoch stets mit an Masse anzuschließen ist, um für das die Schaltung tragende Substrat ein definiertes Potential zu schaffen. Bild 1.2b zeigt das logische Schaltsymbol des *D 160* mit Anschlußbeziffe-rung.

1.2.1. *D 160* als NAND, AND, NOR, OR

Die sonst mit Standardgrundgattern realisierten Funktionen NAND, AND, NOR und OR können mit dem *D 160* nachgebildet werden (Bild 1.3 bis Bild 1.6). Es ist jeweils nur ein zusätzlicher Widerstand als äußere Beschaltung erforderlich (ohne R1 arbeiten NAND und NOR, Bild 1.3 und Bild 1.5, wie Gatterausgänge mit offenen Kollektoren; die Schaltung nach Bild 1.3 ohne R1 entspräche vergleichsweise einem *D 103*-Gatter). Zu beachten ist die gegenüber Standardgattern geringere Strombelastbarkeit

des Ausgangstransistors (T2; Bild 1.2a), die 4 bis 5 mA nicht überschreiten soll. Deshalb beträgt der Ausgangslastfaktor N_0 für die Schaltung nach Bild 1.3 und Bild 1.5 nur etwa 3 bis 4. Die AND-Funktion kann entweder durch doppelte Negation erhalten werden (Bild 1.3 2fach, beide Expanderschaltungen des *D 160* in Serie) oder nach Bild 1.4, wobei R2 — wenn T2 in dem *D 160* sperrt — den L-Pegel für den bei A nachfolgenden Gattereingang

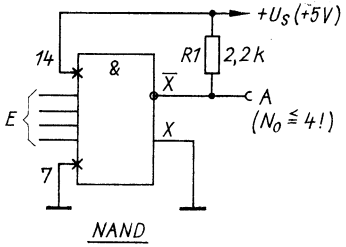


Bild 1.3 NAND mit *D 160*

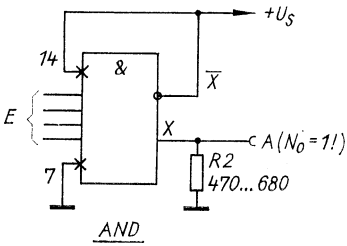


Bild 1.4 AND mit *D 160*

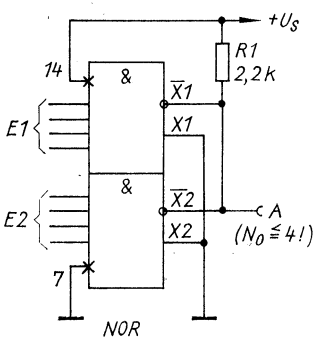


Bild 1.5 NOR mit *D 160*

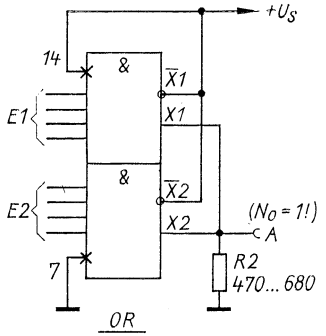
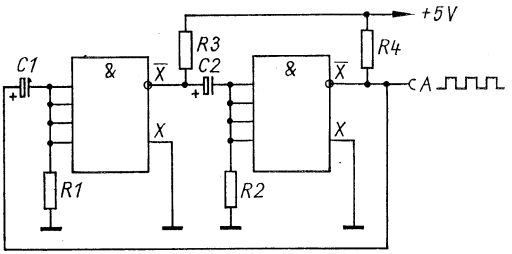


Bild 1.6 OR mit *D 160*

herstellt. Wird T2 im *D 160* geöffnet, so hebt er, als Emitterfolger arbeitend, den Pegel an R2 bis in den H-Bereich an. Da R2 nur in den angegebenen engen Grenzen variabel ist, kann der Ausgang A hier nur mit 1 Gattereingang ($N_O = 1$) belastet werden; das gilt auch für das ebenso arbeitende OR nach Bild 1.6. Diese gegenüber Standardgatterausgängen geringeren Ausgangslastfaktoren sind der einzige Nachteil der mit *D 160* realisierten Grundfunktionen. Eingangsseitig stehen, wie sich aus Bild 1.2 ergibt, stets 4 Standardeingänge (ähnlich *D 120, D 140*) zur Verfügung, die den entsprechenden D-10-Eingängen datengleich sind.

1.2.2. *D 160* als astabiler Multivibrator (RC-Generator)

Bild 1.7 zeigt den Aufbau eines RC-Generators (symmetrisch quergekoppelter astabiler Multivibrator) mit einem *D 160*. R3, R4 sind die Kollektorwiderstände, deren Werte im allgemeinen gleich groß sein und zwischen 470 Ω und 4,7 kΩ liegen sollen. R1, R2 (ebenfalls gleich groß!) dürfen nur im Bereich von 1,6 bis 2,7 kΩ variiert werden. Eine Frequenzfeineinstellung kann außer mit R1, R2 auch in gewissen Grenzen mit R3, R4 vorgenommen werden. C1, C2 werden entsprechend der gewünschten Frequenz gewählt, Richtwerte sind in Bild 1.7 mit angegeben. Mit größeren Kapazitätswerten — die zum Erzielen eines von 1:1 abweichenden Impulstastverhältnisses auch ungleich groß sein dürfen — lassen sich auch niedrigere Frequenzen erzeugen; für Taktgeber im 1-Hz-



$R1 = R2\,!\,(1{,}6 \ldots 2{,}7K)$
$R3 = R4\,!\,(470\Omega \ldots 4{,}7k)$
$C1 = C2 = 68n \mathrel{\hat{=}} f \approx 1{,}5\,kHz)$

Bild 1.7 Astabiler Multivibrator (RC-Generator) mit *D 160*

Bereich werden für C1, C2 etwa 100 μF gewählt. Im übrigen entspricht diese Schaltung funktionell weitgehend der „klassischen", mit 2 *D 100*-Standardgattern aufgebauten Generatorvariante (z. B. in [3]), so daß nähere Erläuterungen überflüssig sind. Die Schaltung ist bis mindestens etwa 1 MHz geeignet.

1.2.3. *D 160* als Quarzoszillator

In der Schaltung nach Bild 1.8 kann der *D 160* als Quarzoszillator (Quarzfrequenzen im Bereich von etwa 100 kHz bis etwa 1,5 MHz) betrieben werden; die Schaltung weist ebenfalls keine Besonderheiten auf und ist mit den entsprechenden mit D-10-Grundgattern aufgebauten TTL-Quarzoszillatoren zu vergleichen. Falls bei einigen Quarzexemplaren Anschwingschwierigkeiten auftreten, können die 2,2-kΩ-Widerstände bedarfsweise im Bereich von 1,6 bis 10 kΩ variiert werden. In den Schwingschaltungen nach Bild 1.7 und Bild 1.8 lassen sich einige der (im Bild sämtlich parallelgeschalteten) Gattereingänge in bekannter Weise als Start-Stop-Eingänge verwenden, wie das auch bei mit Standardgrundgattern realisierten Quarzoszillatoren üblich ist.

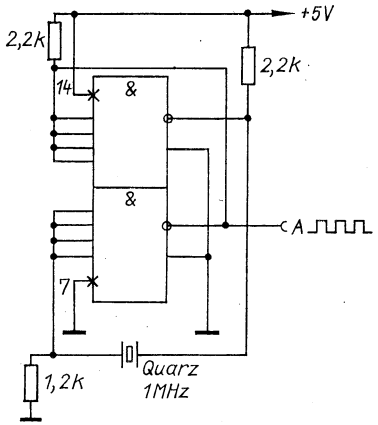


Bild 1.8
Quarzoszillator mit
D 160

1.2.4. *D 160* als RS-Flip-Flop

Einfache RS-Flip-Flop ([1]) werden sehr häufig benötigt (z. B. als Kontaktentprellschaltungen). Sie beanspruchen üblicherweise 2 Gatter eines *D 100* oder ähnliche Grundgatter-IS. Dafür ist der *D 160* in der Schaltung nach Bild 1.9 gut geeignet. Die Schaltung entspricht — bis auf den geringeren Ausgangslastfaktor, der gleich dem des NAND nach Bild 1.3 ist und wegen der eigenen FF-Rückführung nur mit $N_o = 3$ angesetzt werden kann — völlig

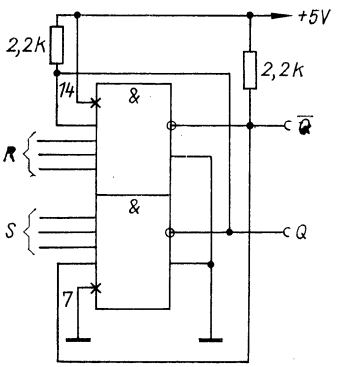


Bild 1.9 Flip-Flop (RS-FF)
mit *D 160*

der herkömmlich mit D-10-Standardgattern aufgebauten FF-Schaltung. Es stehen jeweils maximal 3 R- und 3 S-Eingänge zur freien Verfügung. Die — hier für die Ausgänge Q und $\overline{Q}$ erwähnte — Einschränkung bezüglich $N_0 = 3$ gilt auch für die Generatorschaltungen nach Bild 1.7 und Bild 1.8.

1.3. AND/NAND-Umschalter (umschaltbare Signalinvertierung)

Häufig besteht die Aufgabe, einem TTL-Geräteeingang (z. B. Zählereingang bei Zählfrequenzmessern) ein Signal mit wählbarer Polarität zuführen zu können, damit sich unabhängig von der Impulspolarität bzw. von dem Eingangsruhepegel der jeweilige Vorgang definiert stets mit Impulsbeginn auslösen läßt. Solche Schaltungen erhöhen die Universalität von Zählereingängen (Beispiel: Eingangsteil des Zählfrequenzmessers aus [1], dort im Bild 4.136 vor Eingang E5 anwendbar). Geeignet dafür ist eine „klassische" Schaltung mit *D 100* nach Bild 1.10, die zur Umschaltung allerdings einen Umschaltkontakt S1 erfordert. Da S1 nur Steuergleichspannung führt und nicht im Signalweg liegt, ist die Leitungsführung zum Schalter unkritisch.
Günstiger für den gleichen Zweck ist die Variante nach Bild 1.11a. Die 4 Gatter arbeiten in einer Äquivalenzschaltung ([1]). Wie die Funktionstabelle (Bild 1.11b) ausweist, hängt es von dem am

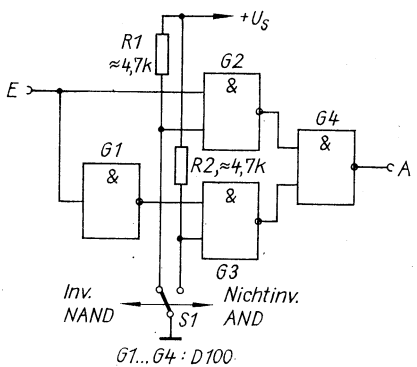
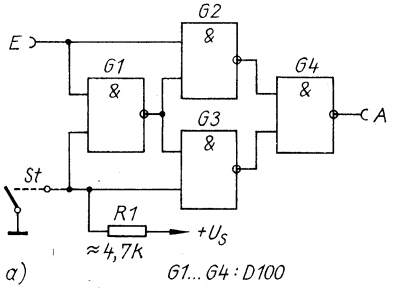


Bild 1.10
AND/NAND-Umschalter. Ein bei E eingespeistes Signal erscheint je nach S1-Stellung invertiert oder nichtinvertiert bei A



St	E	A	Funktion
H	H	L	NAND
H	L	H	NAND
L	H	H	AND
L	L	L	AND

b)

Bild 1.11 a — Verbesserter AND/NAND-Umschalter mit Äquivalenzschaltung; bei St kann mit TTL-Signalpegel umgeschaltet werden; b — Funktionstabelle zu a

Steuereingang St liegenden Signalpegel ab, ob das bei E angelegte Signal bei A gleichphasig oder invertiert erscheint. Der Vorteil dieser Variante besteht darin, daß für die Umschaltung jetzt kein Umschaltkontakt, sondern nur ein einfacher Einschalter erforderlich ist. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, bei St an Stelle des Kontakts ein TTL-Signal beliebiger Herkunft zu verwenden, so daß sich die Schaltung nach Bild 1.11 auch unmittelbar von Steuerlogiken mitschalten läßt. Wenn bei St ein TTL-Signal (vom Standardgatterausgang) angelegt wird, kann R1 entfallen.

1.4. Einzelimpuls-Torschaltung

Zum Ausblenden einer einzelnen Impulsperiode aus einer Impulsfolge eignet sich die Schaltung nach Bild 1.12. Sie kann unter anderem auch als einfache Torschaltung für Zähleinrichtungen benutzt werden (Periodendauermessungen und ähnliche Anwendungen, [1]). Bild 1.13 verdeutlicht die Wirkungsweise. Zunächst sind (mit L-Pegel am Reset-Eingang R) beide FF IS1a, b zurückgesetzt. Q = L von IS1a sperrt G1, so daß A = H ist. Sobald bei E1 eine Impulsfolge auftritt, setzt deren 1. LH-Flanke IS1a nach Q = H um (zur Wirkungsweise des *D 174* siehe in [1]!). IS1b schaltet noch nicht, da zum Taktzeitpunkt sein R-Eingang noch auf L-Pegel liegt. An G1 haben nun beide Eingänge H-Pegel, es gilt A = L. Falls E2 vorhanden ist, wird dieser Eingang akti-

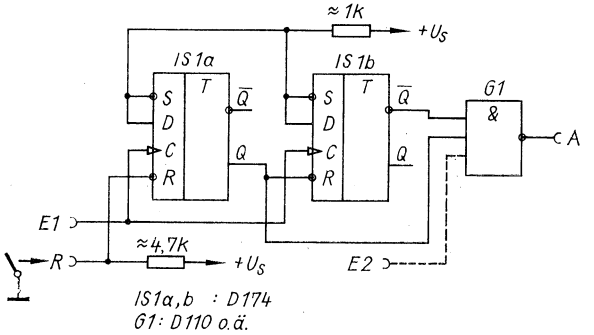


Bild 1.12 Einzelimpuls-Torschaltung

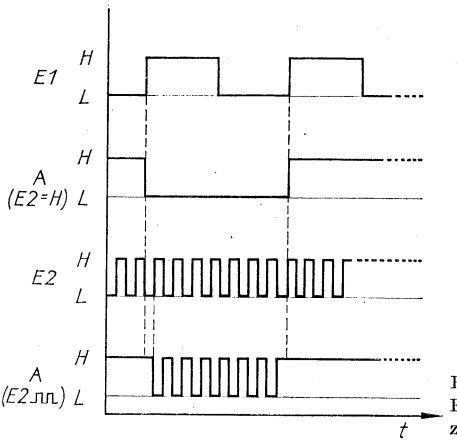


Bild 1.13
Funktionsdiagramm
zu Bild 1.12

viert, eine bei E2 anliegende Impulsfolge (z. B. Zeitbasistakte) kann G1 passieren (unterste Zeile im Bild 1.13). Die nächste LH-Flanke an E1 setzt jetzt auch IS1b (dessen R-Eingang mit H-Pegel entriegelt ist) nach Q = H um; $\overline{Q}$ = L bei IS1b verriegelt G1, womit wieder A = H und E2 abgetrennt wird. Weitere Impulse bei E1 bleiben ohne Wirkung, da jetzt beide FF gesetzt sind. Das Rückstellen ist nur über Eingang R möglich, womit an IS1a Q = L und damit auch bei IS1b (R-Eingang) Q = L wird. Damit liegt wieder der Ausgangszustand vor. Sobald der Reset-

Eingang R = H ist, wird der dann an E1 auftretende Impuls (jedoch nicht die nachfolgenden) gemäß Bild 1.13 an A wirksam. Falls (unter Verzicht auf die Toranwendung mit E2) gefordert wird, daß der Impuls an A der Eingangsimpulslänge (ohne nachfolgende Impulspause) entspricht, sind lediglich E2 und E1 miteinander zu verbinden. Es erscheint dann ein einzelner E1-Impuls mit gleicher Länge, jedoch negiert, an A.

2. Taktsysteme

Mehrtaktsysteme werden auch vom Amateur oft benötigt. Typische Anwendungen im Amateurbereich sind (neben dem elektronischen Würfel [1]) Ablaufsteuerungen z. B. für Lichteffektanlagen (Lichtketten, wandernde Lichtpunktmuster usw.). Einige interessante Beispiele mit dem Universal-Schieberegisterbaustein *D 195* (*P 195*) sind in [4] gezeigt, unter anderem ein Anwendungsbeispiel für 8-bit-Schieberegister *D 191* (Frequenzteiler 256:1 mit 2 *P 191*). Im folgenden sollen einige weitere Anwendungsmöglichkeiten vorgestellt werden.

2.1. Taktumlaufanzeige mit *VQB 73*

Das folgende Beispiel veranschaulicht, wie sich durch Ausnutzen spezifischer Bauelementeeigenschaften — hier der Anschlußlage der Lichtemitteranzeige *VQB 73* — zusätzliche Anwendungen erschließen lassen. Die praktische Verwendung dieser Taktumlaufanzeige sei dem Einfallsreichtum des Lesers überlassen; die Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich aus der Funktionsbeschreibung. Denkbar sind sinnfällige Symbolisierungen des Arbeitens von Takt- oder Schieberegisterketten, taktgesteuerten Antrieben usw.

Die Lichtemitteranzeige *VQB 73* ([5] enthält die Daten) ist eine aus 4 Leuchtdioden-Balken bestehende Vorzeichenanzeige, die z. B. zusammen mit den (in Gehäuseform und Abmessungen gleichen) 7-Segment-Lichtemitteranzeigen *VQB 71* in Zählern benutzt wird. Eine herstellungstechnologisch bedingte Besonderheit der *VQB 73* ist die Tatsache, daß je 2 Balken anodenseitig gemeinsam — beide Gruppen aber getrennt — auf Anschlüsse herausgeführt sind; in der Normalanwendung muß man diese beiden Anodenanschlüsse extern verbinden.

Bild 2.1a zeigt die Anschlußlage der *VQB 73*. Wenn jeweils nur eine Anode a1 oder a2 angeschlossen wird, kann jeder der 4 Balken einzeln eingeschaltet werden, wofür bereits eine besonders einfache Ansteuerschaltung ausreicht. Es ist möglich, die 4 Balken

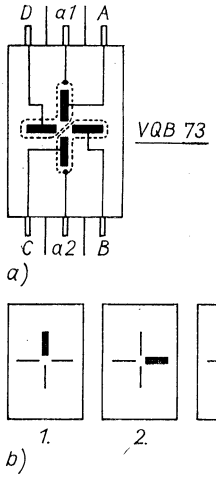


Bild 2.1
a — Anschlußlage der Vorzeichen-Lichtemitteranzeige *VQB 73;* b — Anzeigebild bei Verwendung als Taktumlaufanzeige

so nacheinander anzusteuern, daß sich der visuelle Eindruck eines um den Mittelpunkt umlaufenden „Zeigers" ergibt, für den 4 Stellungen entsprechend 4 Taktphasen möglich sind (Bild 2.1b). Damit kann man entweder 4 Schaltstellungen markieren oder bei mittleren Taktfrequenzen (3 bis 15 Hz) den Eindruck eines rotierenden Zeigers erzeugen, dessen auffällige „Drehbewegung" einen vorhandenen Takt kennzeichnet. Für die Ansteuerschaltung benötigt man lediglich einen IS *D 174* (Bild 2.2). Bei cp wird der darzustellende Takt angelegt, jede LH-Flanke an cp schaltet den Leuchtbalken (Bild 2.1b) um 1 Schritt weiter. Flip-Flop IS1a bewirkt zunächst eine 2:1-Frequenzteilung, seine Q-Ausgänge schalten abwechselnd die Segmentgruppen AC und BD (Katoden) an Masse. Da jeweils AD und BC einer gemeinsamen Anode a1 bzw. a2 zugeordnet sind, teilt IS1b die Frequenz ein weiteres Mal im Verhältnis 2:1. Die Ausgänge von IS1b schalten über T1, T2 die Anoden a1 oder a2 wechselseitig an + 5 V. Es erhält also jeweils nur ein einziger Balken gleichzeitig Anoden- und Katodenpotential, woraus sich die im Bild 2.1b angedeutete Betriebsweise ergibt.

Der gleiche Effekt ließe sich in herkömmlicher Schaltungsweise mit einem 4-bit-Schieberegister (2 × *D 174* oder 4 × *D 172*; Beispiele in [1]; auch 1 × *D 195* nach [4]) erreichen. Die im Bild 2.2 gezeigte Lösung ist dagegen für den Amateur ökonomischer,

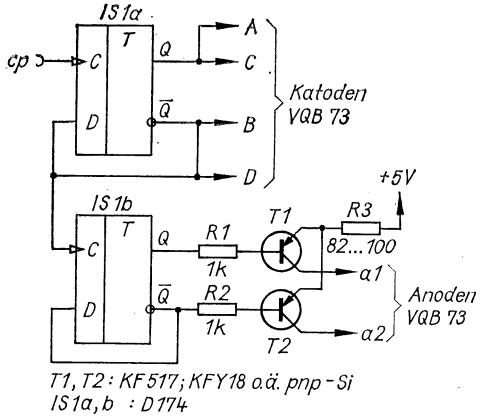


Bild 2.2 Stromlaufplan der Ansteuerschaltung für die Taktumlaufanzeige mit *VQB 73*

außerdem können für IS1a und IS1b eventuell schon im cp-Signalweg vorhandene Frequenzteilerstufen mitbenutzt werden. Wenn cp einem zu kontrollierenden Frequenzteiler entstammt, der mit Flip-Flop bestückt ist, dann besteht der zusätzliche Aufwand nur noch aus T1 und T2.

2.2. Mehrtaktsysteme mit dem 4-bit-Universalschieberegister *D 195*

Das Schieberegister *D 195* (Basteltyp: *P 195*) ist auch für den Amateur vielseitig brauchbar; Beispiele sind in [4] und im Abschnitt 5.2. dieses Bandes angegeben. Bild 2.3 zeigt die Innenschaltung dieses IS, Bild 2.4a die Anschlußbelegung, Bild 2.4b das logische Schaltzeichen. Eine eingehende Erläuterung der Funktionsweise ist hier nicht möglich (siehe [6]). Vorhanden sind 4 Ausgänge Q_A bis Q_D, deren Daten denen des TTL-Standardgatterausgangs (z. B. *D 100*) entsprechen. Die Eingänge (Dateneingänge A, B, C, D und Takteingänge T1, T2) sowie Eingang E_S entsprechen TTL-Standardgattereingängen, lediglich MC ist ein Eingang mit doppeltem Lastfaktor ($N_I = 2$). Die 4 in dem IS vorhandenen Flip-Flop FF1 bis FF4 sind funktionell etwa mit dem *D 172* zu vergleichen.

Bild 2.3 Logische Innenschaltung des IS *D 195 (P 195)*

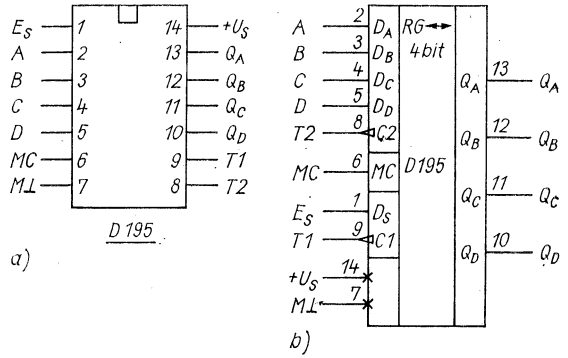


Bild 2.4 a — Anschlußbelegung des *D 195;* b — logisches Schaltsymbol des *D 195*

Der Betriebszustand des Registers wird vom Steuereingang MC bestimmt. Es möge zunächst MC = H sein. Dann sind alle mit II gekennzeichneten Gatter geöffnet, alle Gatter I verriegelt. Über Takteingang T2 werden jetzt FF1 bis FF4 parallel synchron getaktet (Takttreibergatter IV). Über die geöffneten Gatter II und III sind die Dateneingänge A bis D auf die FF-Setzeingänge S und R (funktionell vergleichbar J und K beim *D 172*; [1]) durchgeschaltet. Ein an A bis D beispielsweise im BCD-Kode anliegendes Signal kann nun mittels T2-Takts in die FF1 bis FF4 parallel eingeschrieben werden und erscheint mit Taktende an Q_A bis Q_D.

Es möge nunmehr MC = L werden. Damit sind alle Gatter II gesperrt, T1 ist abgeschaltet, und die Dateneingänge A bis D sind ebenfalls abgetrennt. Jetzt sind alle Gatter I geöffnet. Die FF können nun über den Takteingang T1 getaktet werden. Da jetzt jeder FF-Q-Ausgang über ein Gatter I und III mit den Voreinstelleingängen R, S des nachfolgenden FF verbunden ist, kommt in dieser Betriebsweise ein Schieberegister zustande. Sobald die FF getaktet werden, übernimmt jedes FF den Zustand des vorhergehenden, d. h., alle in den FF gespeicherten H- oder L-Informationen rücken mit jedem T1-Takt um eine FF-Stelle nach rechts. Die jeweils im FF4 gespeichert gewesene Information geht dabei zunächst verloren. FF1 ist jedoch mit Eingang E_s verbunden und übernimmt daher die im Taktzeitpunkt bei E_s anliegende

Information. Die Information bei E_S wird daher mit jedem Takt um eine FF-Stelle nach rechts verschoben. Verbindet man extern Q_D mit E_S, so entsteht ein Ring, in dem eine aus 4 bit bestehende Information — die zuvor als „Bitmuster" parallel über die Dateneingänge A bis D eingeschrieben worden sein kann — zyklisch im Rhythmus des T1-Taktes umläuft. Es läßt sich auch Q_D eines *D 195* mit E_S eines folgenden *D 195* verbinden usw. und so der Speicherumfang praktisch beliebig vergrößern (auf die für den Amateur wenig interessante Möglichkeit des Linksschiebens wird hier nicht näher eingegangen; [6]). Eine Kette aus 10 IS *D 195*, jeweils Q_D mit E_S des folgenden, Q_D des letzten mit E_S des 1. *D 195* verbunden, alle MC-Eingänge und T-Eingänge parallelgeschaltet, ergäbe einen Ringzähler bzw. ein geschlossenes Schieberegister mit 40 Speicherplätzen. Falls beispielsweise über jeden Q-Ausgang eine Lampe (in Lichteffektanlagen) geschaltet wird und zu Beginn über alle Dateneingänge A bis D ein gewünschtes Lampenbild (Hell-Dunkel-Folgemuster) eingeschrieben wurde, kann man mit dem T1-Takt dieses Muster in der Lampenkette umlaufen lassen. Diese und ähnliche nicht nur für Dekorationszwecke nützlichen Anordnungen lassen sich vom Amateur realisieren, wobei die Aufwandsfrage weniger die benötigten 10 *D 195* (oder preisgünstig: *P 195*) betrifft, sondern den „Folgebedarf" für die erforderlichen Lampenschaltorgane an den Q-Ausgängen ([1]). Die Betriebsstromaufnahme eines *D 195* entspricht etwa der eines Zähler-IS vom Typ *D 192/D 193*, ist also auch nicht unbeträchtlich.

Auf die Einzelheiten der Ansteuerung eines *D 195* für Parallel-Einschreiben und anschließendes Rechtsschieben wird nicht näher eingegangen; sie sind aus [6] und aus der in Abschnitt 5.2. erläuterten Gesamtschaltung ersichtlich, die man sinngemäß auch für andere Anwendungsfälle übernehmen kann. Erwähnt sei lediglich, daß im allgemeinen eine Parallelschaltung von T1 und T2 (Verwendung eines gemeinsamen Takts) zulässig ist, dagegen muß beachtet werden, daß das MC-Signal bereits kurz vor Beginn des Takts anliegt und erst kurz nach Taktende wechseln soll, anderenfalls kann es zu Fehlsteuerungen mit Verfälschen der gespeicherten Informationsfolge kommen.

Neben diesen „klassischen" Anwendungen des *D 195* sind vereinfachte Schaltungen möglich, die mit nur einem *D 195* und nur einem einfachen Taktsignal (z. B. aus TTL-Impulsgenerator; [1])

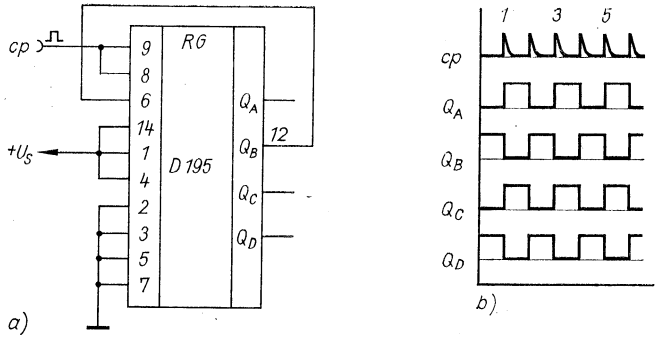


Bild 2.5 a — Anschlußbeschaltung; b — Impulsdiagramm für ein Mehrtaktsystem mit *D 195*

verschiedenartige, vielseitig verwendbare Mehrtakt-Impulsfolgen herzustellen gestatten. Die folgenden Beispiele (nach [7]) werden lediglich mit Anschlußbeschaltung und zugehörigem Impulsdiagramm dargestellt; auf eine nähere Beschreibung des Zustandekommens dieser Taktfolgen sei aus Umfangsgründen verzichtet. Die Bilder 2.5 bis 2.11 zeigen jeweils im Bildteil a die Anschlußbeschaltung des *D 195* (wobei zur besseren Übersichtlichkeit auf die vollständige Darstellung des Logikschaltsymbols verzichtet wurde, es sind nur die jeweils benutzten Anschlußstiftziffern angegeben, dazu die vorhandenen Q-Ausgänge, die sich zur Abnahme

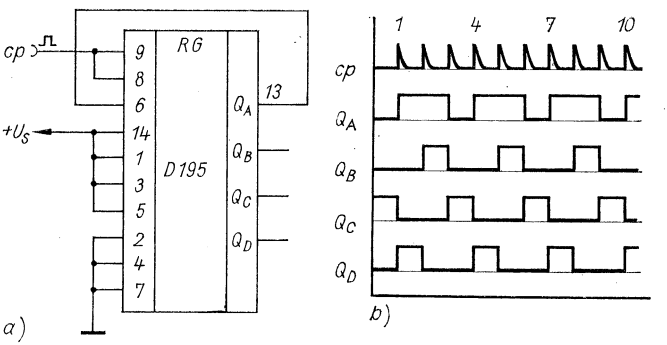
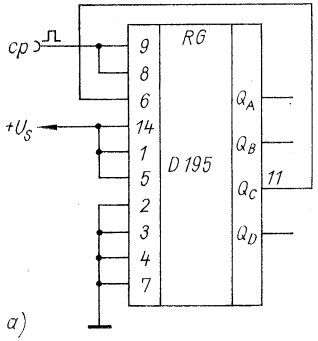


Bild 2.6 Wie Bild 2.5, für andere Ausgangssignalfolge



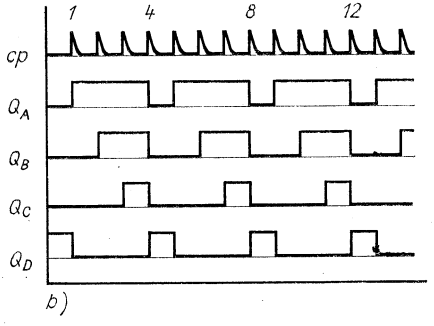


Bild 2.7
Wie Bild 2.5, für andere Ausgangssignalfolge

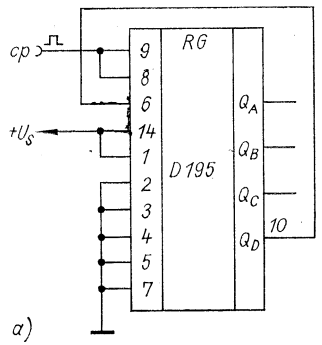


Bild 2.8a
Wie Bild 2.5, für andere Ausgangssignalfolge

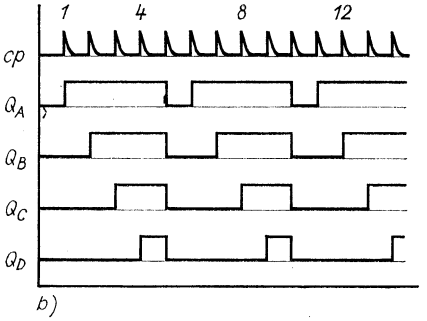


Bild 2.8b

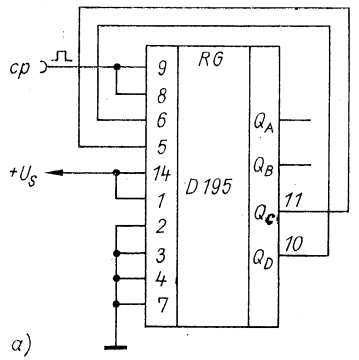
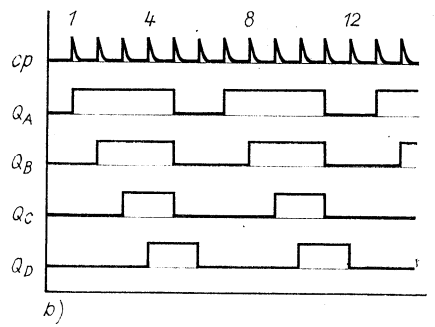


Bild 2.9
Wie Bild 2.5, für andere Ausgangssignalfolge



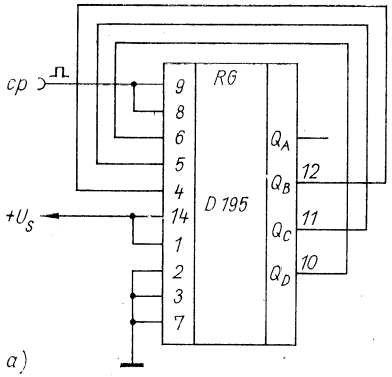
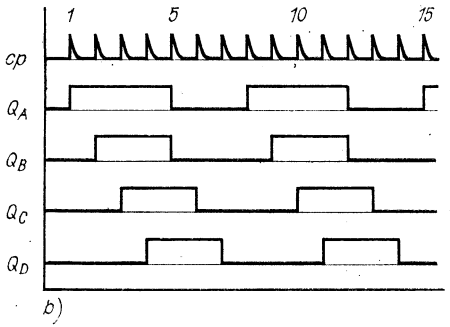


Bild 2.10
Wie Bild 2.5, für andere Ausgangssignalfolge



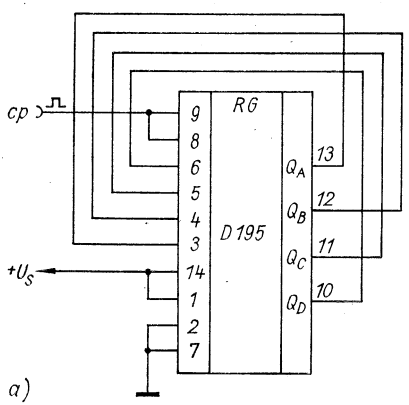


Bild 2.11a
Wie Bild 2.5, für andere Ausgangssignalfolge

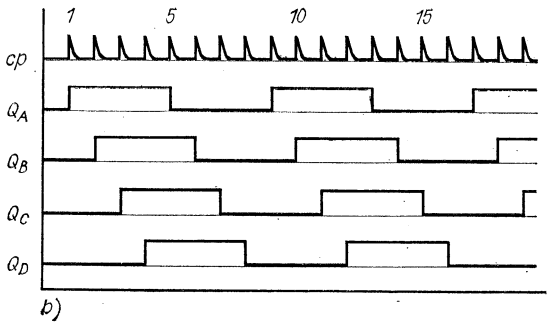


Bild 2.11b

der Signalfolgen eignen); aus Bildteil b sind die an Q_A bis Q_D verfügbaren Impulsfolgen zu ersehen. Der Eingangstakt cp — dessen Frequenz je nach Anwendung beliebig sein kann (maximal etwa 1 MHz; eine untere Grenze besteht nicht, jedoch sollen die cp-Impulsflanken TTL-gerechte Signalsteilheit aufweisen) — wirkt sinngemäß wie ein „Schrittschalter". Die Besonderheit dieser Schaltungen besteht in der Rückführung mindestens eines Q-Ausgangs auf den MC-Eingang (!), daneben werden zum Teil weitere Q-Ausgänge zum Einschreiben für die Dateneingänge benutzt. Das führt je nach Beschaltung zu einer periodischen selbsttätigen „Umprogrammierung" des Betriebs- und Speicherzustands und damit zum Wechsel der Signalfolge.

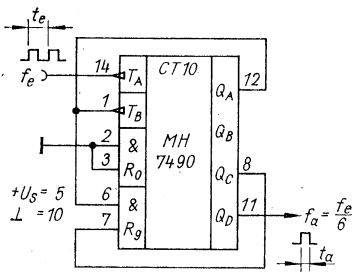
Die einfachste derartige Kombination zeigt Bild 2.5a, sie ergibt nach Bild 2.5b 4 zueinander komplementäre 1:1-Taktfolgen mit der halben cp-Frequenz; diese Ausgangssignalkombination ist noch relativ unattraktiv. Dagegen ergibt Bild 2.6a, b eine für Lichteffekt- und ähnliche Zwecke interessante Überlappung der Q-Ausgangssignale (man stelle sich vor, daß mit H-Pegel an Q jeweils eine Lampe eingeschaltet wird); eine weitere in diesem Sinne attraktive Signalkombination ergibt Bild 2.7a, b. Anschaulich zeigt auch Bild 2.8 die mit solchen Impulskombinationen erreichbaren (im Beispiel: Licht-) Effekte: Mit Taktschritt 1 würde 1 Lampe (Q_A) aufleuchten, im nächsten Schritt 2 Lampen ($Q_A + Q_B$), im 3. Schritt 3 ($Q_A + Q_B + Q_C$), im 4. Taktschritt alle 4 Lampen, im 5. Schritt verlöschen alle Lampen, mit dem 6. Schritt beginnt der Ablauf von vorn. Damit ließe sich z. B. eine periodisch ansteigende „Lichtsäule" realisieren. Weitere Mög-

lichkeiten mit andersartigen Abläufen zeigen die Bilder 2.9 bis 2.11. Die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten derartiger Taktfolgen (keineswegs nur für dekorative Lichteffekte) ergeben sich unmittelbar aus den Diagrammen. Da sämtliche „Bitmuster"-Folgen mit nur einem *D 195* und — abgesehen vom Taktgenerator — ohne zusätzliche Bauelemente realisierbar sind, erhält man zahllose, weitaus komplexer zusammengesetzte Impulsfolgen, wenn mehrere der gezeigten Schaltungen kombiniert werden. Man kann dabei entweder den Takt cp gemeinsam für alle (verschieden beschalteten) *D 195* verwenden oder auch zu Ablauffolgen höherer Stufenzahl kommen, indem die Taktfolge eines beliebigen Q-Ausgangs eines vorangehenden *D 195* als cp-Eingangstakt für einen folgenden *D 195* benutzt wird. Das ist ohne weiteres möglich, da ein *D 195* nur auf die Taktflanke reagiert (Umschaltung der Q-Ausgänge erfolgt mit der HL-Flanke des cp-Takts). Der Eingangstakt muß also keineswegs die in den Diagrammen bei cp angedeutete regelmäßige Impulsfolge aufweisen! Durch geschicktes Ableiten der Taktsignale lassen sich daher praktisch alle gezeigten Impulsformen der Bilder 2.5b bis 2.11b nahezu beliebig ineinander und mit verschiedensten Zeitverhältnissen zueinander „verschachteln" und auf diese Weise mit relativ geringem Bauelementeaufwand auch komplizierte „Bitmuster" und Steuerungsprogramme für beliebige Folgeeinrichtungen ableiten. Der Amateur kann die jeweils gewünschte Gesamtablauffolge, von den gezeigten Diagrammen ausgehend, zunächst rein zeichnerisch „konstruieren" und aus dem so erhaltenen Gesamtablaufdiagramm die einzelnen Zeitschritte und damit die Anschlußpunkte für Steuerausgänge und die cp-Takt-Abgriffe für Folgestufen direkt ersehen.

3. Frequenzteiler und Zähler

3.1. Vereinfachte 6:1-Teiler und Zähler 0 bis 5 für *MH 7490*

Der dekadische Zähler-IS *MH 7490* (internationaler Typ *7490*) wurde in [1] bereits vorgestellt. Zur Verkürzung des Zählumfangs (Teiler 6:1, unter anderem für Digitaluhren notwendig) sind in [1] Schaltungen für eine „Erkennungslogik" angegeben worden, die zusätzliche Gatter (z. B. 1/2 *D 100*) erfordern. Inzwischen hat sich gezeigt, daß es in der Praxis zulässig ist, unter Ausnutzen der schaltkreisinternen Verzögerungszeiten eine vereinfachte Rückführung vorzunehmen, die keine zusätzlichen Erkennungsgatter benötigt. Es gibt dafür 2 Möglichkeiten. Bild 3.1a zeigt eine Variante für 6:1-Frequenzteiler, Bild 3.1b die zugehörige Funktionstabelle. Der IS zählt dabei zunächst normal bis zum 5. Takt (Zählerstand 4). Im 6. Takt werden die Ausgänge Q_A und Q_C zunächst gemeinsam H, was dem Zählerstand 5 entspräche (siehe dazu auch die BCD-Kode-Tabelle in [1], Bild 4.102). Dadurch erhalten jedoch beide R_9-Eingänge des *MH 7490* H-Pegel, womit der Zähler sofort auf den Zählerstand 9 springt (siehe Funktions-



a)

f_e-Takt	$Q_A\ Q_B\ Q_C\ Q_D$	Zählerstand
1.	L L L L	0
2.	H L L L	1
3.	L H L L	2
4.	H H L L	3
5.	L L H L	4
6.	(H L H L) ← H L L H	(5) → 9*)
7.	L L L L	0

*) Sprung von „5" nach „9"; „5" tritt nur kurzzeitig auf!

b)

Bild 3.1 a — Vereinfachte Beschaltung des IS *MH 7490* für Frequenzteiler 6:1 (nicht für Zählerzwecke!); b — Funktionstabelle zu a

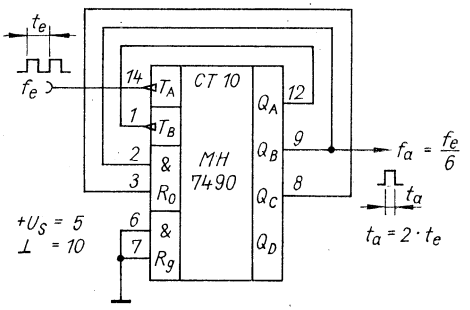


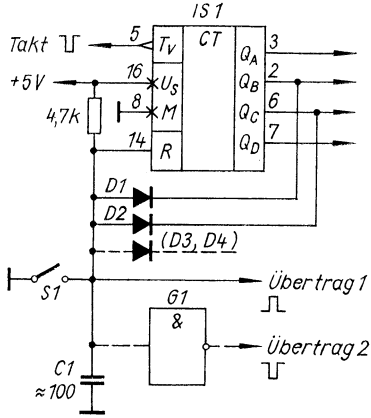
Bild 3.2 Vereinfachte Beschaltung des IS *MH 7490* für Zähl- und Teilerschaltung 6:1 (Zählumfang 0 bis 5)

beschreibung *MH 7490* in [1]). Mit dem nächsten Eingangstakt wird dann wieder normal von 9 nach 0 gezählt. Die Zählfolge ist somit 0, 1, 2, 3, 4, 9, 0, ..., und deshalb eignet sich diese Variante nicht für anzeigende Zählstufen mit Dekoder. Vorteilhaft ist in manchen Fällen, daß die Ausgangsimpulsbreite t_a der Ausgangsfrequenz f_a (= 1/6 f_e) nur einer Impulsperiodendauer von f_e (= t_e) entspricht.

Für anzeigende Zählstufen eignet sich die Variante nach Bild 3.2 besser, da sie die Zählfolge 0, 1, 2, 3, 4, 5, 0, ... aufweist und deren Ausgangssignale dem BCD-Kode entsprechen. Die Ausgänge Q_B und Q_C sind auf den Reset-Eingang R_0 zurückgeführt. Sobald der *MH 7490* von Zählerstand 5 nach (zunächst) 6 zählt, wird $Q_B = Q_C = H$, damit $R_0 = H$, was ein sofortiges Rückstellen nach 0 bewirkt. Für Frequenzteileranwendungen benutzt man Ausgang Q_B. Der Ausgangsimpuls hat bei dieser Variante die doppelte Breite wie bei der Variante nach Bild 3.1, die insbesondere für Frequenzteiler bei hohen Frequenzen günstiger und betriebssicherer ist. Für Zählstufen in Digitaluhren weist die Variante nach Bild 3.2, wie zwischenzeitlich mehrjährige Erprobungen zeigten, eine völlig ausreichende Zuverlässigkeit auf, so daß man auf die für diesen Zweck in [1] noch angegebenen zusätzlichen Erkennungs- und Reset-Gatter auch verzichten kann. f_a ist in dieser Anwendung der Übertragstakt.

3.2. Vereinfachte Zählumfangsverkürzung (Teilerfaktoreinstellung) für die Zähler-IS *D 192* und *D 193*

Der Zählumfang des universellen Zähler-IS *D 192* ($m = 10$) und *D 193* ($m = 16$) kann mit „Erkennungslogiken" ([1]) verkürzt werden. Statt der zusätzlichen Grundgatterfunktionen nach [1] lassen sich vereinfachte Schaltungen mit Diodengattern anwen-



IS 1 : D 192 , D 193
D1, D2 : SAY 32 o. ä.
G1 : D 100, D 204

a)

Bild 3.3
a — Diodengatter zur Zählumfangsverkürzung bei *D 192, D 193;*
b — Je nach gewünschtem Zählumfang sind die mit X angegebenen Q-Ausgänge über Dioden mit R zu verbinden

Zählumfang	*D 192 ; D 193*							*nur D 193*					
0...n ; n =	*2*	*3*	*4*	*5*	*6*	*7*	*8*	*9*	*10*	*11*	*12*	*13*	*14*
Diode nach Ausgang Q_A	X		X		X		X		X		X		X
Diode nach Ausgang Q_B	X			X	X				X	X			X	X
Diode nach Ausgang Q_C		X	X	X	X					X	X	X	X	
Diode nach Ausgang Q_D						X	X	X	X	X	X	X	X	X

b)

den. Die Vorteile (Einsparung von Gatterfunktionen und deren Betriebsstrom, einfachere Leiterbahnführung) überwiegen im Amateurbereich die Nachteile (durch Dioden etwas verringerter statischer Störabstand, gegebenenfalls etwas niedrigere Arbeitsfrequenz). Bild 3.3a zeigt die Anwendung eines Diodengatters zur Zählumfangsverkürzung; das Prinzip eignet sich für *D 192* und *D 193* gleichermaßen. Solange S1 geschlossen ist, arbeitet der Zähler mit vollem Zählumfang. Bei geöffnetem Schalter S1 wird der Rückstelleingang R so lange über mindestens eine Diode auf L-Pegel gehalten, bis der gewünschte Zählerstand erreicht ist. Die Schaltung nach Bild 3.3a mit D1, D2 gilt für $n = 5$ (entspricht Teilerfaktor 6:1). Sobald der Zähler den Stand „6" einnimmt, erhalten Q_B und Q_C H-Pegel, so daß auch R H-Pegel führt; der Zähler setzt sofort nach 0 zurück.

Für andere Zählumfänge läßt sich die erforderliche Diodenbeschaltung aus Bild 3.3b ersehen. Ein Nullstellen der Zählstufe kann dabei nicht mehr über den R-Eingang geschehen. Man benutzt dafür erforderlichenfalls die Dateneingänge D_A bis D_D (die sämtlich an Masse gelegt werden) und den Voreinstelleingang V; mit L-Pegel an V (siehe Bild 5.12) setzt hierbei der Zähler nach 0. Im Bild 3.3a wurde diese Möglichkeit nicht mit eingezeichnet.

Für die Dauer des Rückstellvorgangs über R steht an diesem Anschluß ein H-Impuls „Übertrag 1" zur Verfügung, der unmittelbar für den Takteingang einer nachfolgenden Zählstufe benutzt werden kann. Die dafür scheinbar „falsche" Impulspolarität stört nicht, sie bewirkt lediglich, daß die folgende Zählstufe (*D 192* oder *D 193*) bereits mit der Vorderflanke des Impulses schaltet, was für alle üblichen Anwendungen bedeutungslos ist. Anderenfalls kann der Übertragsimpuls mit einem zusätzlichen Gatter G1 zum „Übertrag 2" invertiert werden. Die Breite des Übertragsimpulses wird durch die innere Schaltzeit der Zähler-IS bestimmt; sie liegt somit bei 20 bis 30 ns und mit diesem Wert bereits nahe der für den Takteingangsimpuls vom IS-Hersteller vorgeschriebenen Mindestimpulsbreite. Falls die mit diesen IS mögliche Zählgeschwindigkeit ($\geqq$ 20 MHz) nicht voll ausgenutzt werden muß, kann man (ratsam insbesondere bei Verwendung der Basteltypen *P 192, P 193*) eine Impulsverlängerung mit C1 vorsehen, womit die Betriebssicherheit der Zählstufen verbessert wird. Der Maximalwert für C1 liegt bei 1 nF. Mit $C_1 =$ 100 pF sind noch Zählgeschwindigkeiten bis etwa 2 MHz möglich.

3.3. Programmierbare (umschaltbare) Frequenzteiler mit *D 192 / D 193*

Häufig werden Frequenzteiler mit umschaltbarem Teilerverhältnis benötigt (z. B. Frequenzsynthesizer). Eine Zählerstandsanzeige ist dabei nicht erforderlich, so daß die Zähler nicht unbedingt bei Zählerstand 0 beginnend schalten müssen. In diesem Fall ergibt sich eine besonders günstige Lösung mit der Schaltung nach Bild 3.4, die gleichermaßen für *D 192* und *D 193* geeignet ist. Dabei wird stets bis zum vollen Zählumfang des IS (9 oder 15) hinaufgezählt, dann werden jedoch die ab 0 bis zum gewünschten Zählumfang (Teilerfaktor) folgenden Zählschritte übersprungen. Man benutzt in diesem Fall den Übertragungsausgang P_V des in Vorwärtszählrichtung betriebenen IS. Hat der IS seinen maximalen Zählstand (9 bei *D 192*, 15 bei *D 193*; [1]) erreicht, so ist intern eine Verbindung T_V nach P_V geöffnet. Der folgende Zähltakt (der den IS auf 0 rücksetzt) erscheint somit gleichzeitig originalgetreu an P_V mit der im Bild 3.4 angegebenen Polarität. Mit der HL-Flanke des Übertragungsimpulses wird somit Ausgang G1 = H,

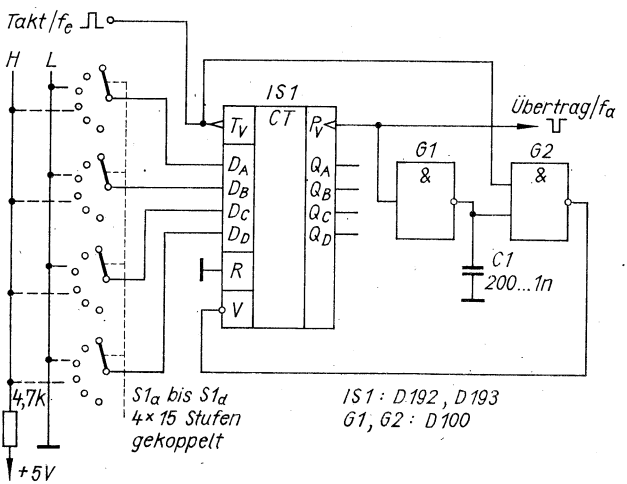


Bild 3.4 Programmierbarer (umschaltbarer) Frequenzteiler. Geeignet unter anderem für Frequenzsynthesizer, jedoch nicht für anzeigende Zählstufen

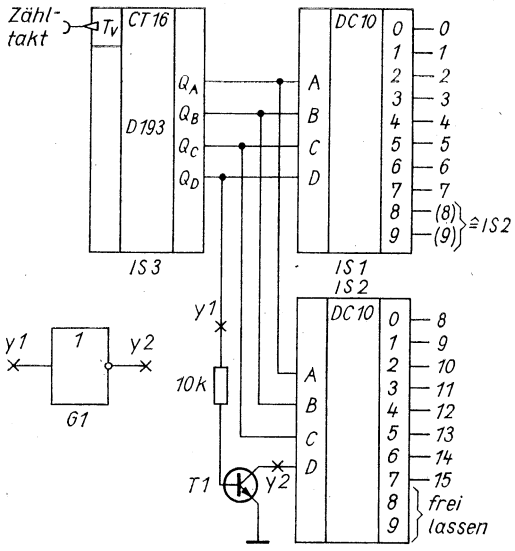
G2 bleibt jedoch verriegelt, da zu diesem Zeitpunkt an seinem 2. Eingang der Zähleingangstakt mit L-Pegel anliegt. Mit der LH-Flanke des Zähleingangstakts wird dieser 2. G2-Eingang ebenfalls H, während Eingang G1 H-Pegel erhält. Infolge der inneren Signallaufzeit des Zähler-IS erscheint die LH-Flanke am Eingang G1 gegenüber der LH-Flanke am oberen G2-Eingang um etwa 20 bis 30 ns verzögert; hinzu kommt noch die Schaltzeit von G1 (etwa 10 bis 15 ns). Daher haben für eine Zeit von wenigstens 25 ns beide Eingänge von G2 H-Pegel, Ausgang G2 geht nach L, und über den Ladeeingang V des Zählers wird die an den Dateneingängen D_A bis D_D angelegte Zahl in den Zähler übernommen, der dadurch sofort die Stellungen 0 bis zu dieser Zahl überspringt. Dadurch ist der Zählübertragsimpuls an P_V unterbrochen; P_V nimmt H-Pegel ein. Die Dauer des an V liegenden Ladeimpulses und des Ausgangsimpulses (Übertrag bzw. f_a) wird somit nur durch die innere Zählerschaltzeit und durch G1 bestimmt, sie liegt demgemäß bei 30 bis 45 ns. Gegebenenfalls (insbesondere bei Verwendung von P-Typen für die Zähler und bei nicht erforderlicher maximaler Zählgeschwindigkeit) kann dieser Impuls mit dem Wert von C1 verlängert werden. Mit $C_1 = 0$ ist eine maximale Betriebsfrequenz für f_e um etwa 10 bis 12 MHz möglich; mit dem Maximalwert $C_1 = 1$ nF sind bei f_e noch etwa 1 bis 2 MHz möglich. Die Eingangsfrequenz f_e erscheint, mit dem Faktor $(10 - m)$ bei *D 192* bzw. dem Faktor $(16 - m)$ bei *D 193* untersetzt, als Ausgangsfrequenz f_a, wobei m die an den Dateneingängen D_A bis D_D BCD-kodiert ([1]) eingestellte Zahl ist. Der gewünschte Teilerfaktor kann daher, wie im Bild 3.4 gezeigt, mit einem 4poligen Stufenschalter programmiert werden; mit S1a bis S1d läßt sich das Teilerverhältnis jederzeit umschalten. Für anzeigende Zählstufen eignet sich diese Schaltung nicht, da sie den Zählumfang am Anfang (bei 0 beginnend) verkürzt und die an den Q-Ausgängen auftretenden BCD-kodierten Zahlen daher nicht mit der Zahl der Zählschritte identisch sind. Nachteilig ist unter Umständen auch, daß der Zählerstand 0 (alle Q-Ausgänge L) kurzzeitig (20 bis 60 ns, je nach C_1 und den IS-Exemplardaten) an den Q-Ausgängen auftritt — auch wegen dieser „Spikes" können die Q-Ausgangssignale nicht ohne weiteres weiterverarbeitet werden; ein weiterer Nachteil ist die Reduzierung der maximalen Zählfrequenz unter die (sonst mit *D 192, D 193* möglichen) etwa 25 MHz. Dagegen hat die Schaltung nach Bild 3.4 den entscheiden-

den Vorteil, daß auf den Zuleitungen zum Programmierschalter S1a bis S1d nur Gleichstrom fließt, so daß Montage und Leitungsführung auch über eine größere Entfernung problemlos sind. Deshalb und wegen des relativ geringen Aufwands an zusätzlichen Gattern eignet sich diese Schaltung insbesondere auch für längere Teilerketten mit beliebig wählbaren Teilverhältnissen z. B. in Frequenzsynthesizern aller Art sehr gut. Der Reset-Eingang R sollte dabei nicht für Steuerungszwecke benutzt werden, da ein Nullstellen über R zu einem — bei fehlendem f_e-Takt bleibenden — „verbotenen" Zustand „0" führt und demzufolge beim Anlaufen der Teilerkette zunächst einen falschen Teilfaktor ergeben würde. Ein Blockieren dieses Teilers in definierter Anfangsstellung kann im Bedarfsfall mit L-Pegel am — im Bild 3.4 nicht gezeichneten — 2. Eingang von G1 geschehen, womit der Zähler die mit S1 vorgegebene Stellung einnimmt und, solange L-Pegel am 2. Eingang von G1 anliegt, diese Stellung beibehält (f_a-Impulse treten dabei nicht auf).

4. Dekoder und Diskriminatoren

4.1. 1-aus-16-Dekodierung mit *MH 7442* oder *MH 74141*

Für die Dekorierung eines BCD-Signals werden — wenn die BCD-kodierte Ziffer z. B. mit einer Glimmziffernröhre angezeigt werden soll — die BCD-Kode-Ziffern 0 bis 9, jedoch nicht die (dann als „Pseudotetraden" — [1] — bewerteten) BCD-Kode-Ziffern 10 bis 15 benötigt. Dafür sind vollständige Dekoder-IS (Typen *MH 7442* bzw. *MH 74141* von Tesla bzw. internationale Typen *7442* und *74141*) handelsüblich, die bereits in [1] beschrieben wurden. Oft wird jedoch im Zusammenhang mit 16-bit-Binärzählern (z. B. *D 193*) eine vollständige Dekodierung sämtlicher Zählerstände, also auch der Tetraden 10 bis 15, gefordert; das ist z. B. für Programmdekoder ([1]) und ähnliche Anwendungen erforderlich. Die handelsüblichen 1-aus-10-Dekoder-IS (*7442*, *74141*) geben jedoch bei diesen Tetraden kein Ausgangssignal ab; ein Aufbau entsprechender Dekoder mit Grundgatter-IS (z. B. nach [3]) wird extrem aufwendig. Eine 1-aus-16-Dekodierung läßt sich jedoch auch mit den genannten IS-Dekodertypen erreichen (Bild 4.1).
Es werden 2 Dekoder-IS benötigt, wobei IS1 normal die Dekodierung der Tetraden 0 bis 9 vornimmt. Parallel zu seinem Eingang liegt IS2, dessen D-Eingangssignal zu invertieren ist. IS2 erhält also die Eingangssignale Q_A, Q_B, Q_C, $\overline{Q}_D$ des Zählers IS3. Die Invertierung geschieht hier materialsparend mit dem Transistor T1. Für sehr hohe Zählgeschwindigkeiten oder wenn noch ein freies Invertergatter zur Verfügung steht, kann statt T1 ein Gatter G1 bei y1, y2 eingefügt werden. An den Ausgängen von IS2 tritt jetzt L-Pegel entsprechend den angeschriebenen Zählschrittziffern bei der entsprechenden BCD-Tetrade auf (z. B. Zählerstand IS3 13 $\triangleq$ HLHH ergibt L-Pegel am Ausgang der Ziffer „5" von IS2). Im Bild 4.1 sind bei IS1, IS2 im Ausgangsfeld des Symbols, abweichend von üblichen Darstellungen, die dezimalen Ziffernausgänge angeschrieben, außerhalb des Symbols die in dieser Betriebsweise nunmehr gültigen Ziffernausgänge (nicht die Anschlußstiftnummern! Anschlußlagen siehe in [1]). Die Funktionsweise ist im Zusammenhang mit dem BCD-Kode (siehe



IS1; IS2: MH 7442; MH 74141 o.ä. (1-aus-10-Dek.)
IS3: Zähler 0...15 (beliebig; BCD-Kode-Ausgang)
G1: D100 o.ä. Inverter
T1: SS 216 o.ä.

Bild 4.1 1-aus-16-Dekodierung mit 2 1-aus-10-Dekoder-IS

Bild 4.102 in [1]) leicht zu erkennen. Beispielsweise wird der Zählerstand 13 ≙ HLHH von IS1 als Pseudotetrade gewertet, dieser IS reagiert mit keinem seiner Ausgänge ([1]). Am Eingang IS2 liegt wegen der Invertierung (T1 oder G1) das Signal $\overline{\text{HLHH}}$ = HLHL an; das entspricht im BCD-Kode der Ziffer 5, so daß für Zählerstand 13 der Ziffernausgang 5 von IS2 nach L-Pegel schaltet. Die Ziffernausgänge 8 und 9 von IS2 bleiben unbenutzt. Die Ziffern 8 und 9 treten sowohl an IS1 als auch an IS2 auf; beide Ausgänge sind gleichermaßen verwendbar.

4.2. Digitale Differenzfrequenzbildung (Digitalmischer)

Mit der Schaltung nach Bild 4.2a läßt sich eine digitale Differenzfrequenzbildung $f_2 - f_1$ aus 2 Impulsfrequenzen f_1, f_2 vornehmen. Am Eingang f_1 ist stets die niedrigere der beiden Frequenzen an-

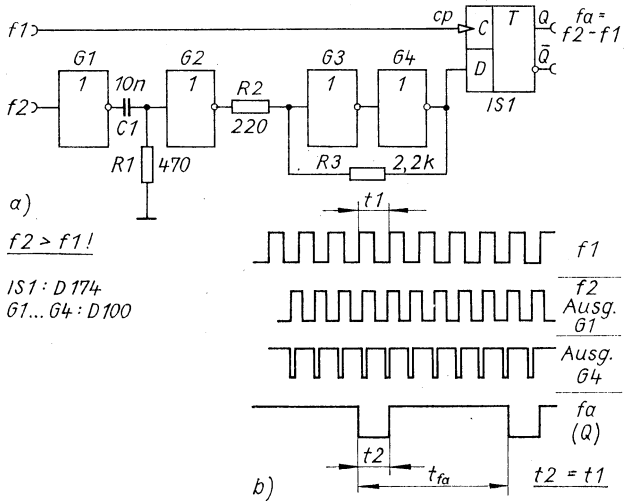


Bild 4.2 a — Schaltung zur digitalen Differenzfrequenzbildung;
b — Impulsdiagramm zum Digitalmischer

zulegen; beide Eingänge erfordern TTL-Signale mit vorschriftsmäßiger Flankensteilheit (eventuell Impulsformer [1] vorschalten; Eingangstrigger o. ä.). Ist beispielsweise $f_1 = 3{,}5$ kHz und $f_2 = 4{,}4$ kHz, so erscheint am Ausgang $\overline{Q}$ bzw. Q von IS1 die Ausgangsfrequenz $f_a = 0{,}9$ kHz. Aus Bild 4.2b läßt sich die Wirkungsweise ersehen. f_2 wird zunächst mit dem Differenzierglied C1, R1 in schmale Impulse überführt, die mit G2 invertiert und mit dem Trigger G3, G4 zu schmalen Rechteckimpulsen am Ausgang G4 geformt werden. Die LH-Flanke von f_1 taktet unmittelbar den D-FF IS1 (Wirkungsweise in [1]). Mit jeder LH-Flanke von f_1 wird der zu diesem Zeitpunkt am Ausgang von G4 stehende Pegel (überwiegend H-Pegel) in den FF IS1 eingeschrieben. Immer dann, wenn die LH-Flanke von f_1 mit dem L-Pegel des schmalen, aus der LH-Flanke von f_2 abgeleiteten Triggerausgangsimpulses (G4) zeitlich übereinstimmt, übernimmt der FF L-Pegel zum Ausgang Q. Bei f_a treten daher L-Pulse mit der Breite einer f_1-Periode auf (Bild 4.2b). Die Impulsfrequenz an den Q-Ausgängen entspricht damit exakt der Differenz $f_2 - f_1$. Zu beachten ist, daß das Verhältnis $f_2 : f_1$ kleiner als 2:1 bleiben muß, anderenfalls

tritt als f_a ein ganzzahliger Bruchteil der Differenzfrequenz auf; das Ergebnis der Differenzbildung ist dann nicht mehr eindeutig. Die Schaltung eignet sich dagegen gut zum Vergleich zweier nur wenig differierender Frequenzen, z. B. ließe sich aus 2 Quarzoszillatoren mit den Quarzfrequenzen 99,990 und 100,000 kHz unmittelbar eine Zeitbasisfrequenz von 10 Hz bilden, wobei auf den sonst notwendigen mehrstufigen Teiler verzichtet werden kann. Die Bemessung von C1 richtet sich nach dem für f_2 vorgesehenen Frequenzbereich und ist relativ unkritisch. Mit $C_1 =$ 10 nF kann man die Schaltung im Bereich $f_2 = (1 \ldots 100)$ kHz verwenden, für höhere oder niedrigere Frequenzen wird der Wert von C1 entsprechend vergrößert oder verringert. Der Wert von R1 ist nicht variabel, R2 und R3 sind, wie angegeben, optimal bemessen und nicht frequenzabhängig.

4.3. Frequenzvergleichsschaltung zum Erzeugen einer Nachstimm- oder Regelspannung

Die Schaltung nach Bild 4.3 ist zum Vergleich zweier Frequenzen f_1, f_2 geeignet, die nur sehr wenig voneinander differieren und im Normalfall gleich sind. Aus der Frequenzdifferenz wird eine Regelgleichspannung abgeleitet, die man beispielsweise zum Nachsteuern eines spannungsgesteuerten Oszillators benutzen kann. Liefert dieser Oszillator f_2, so läßt sich erreichen, daß die Frequenz f_2 stets exakt auf den Wert der Frequenz f_1 (Frequenz- und Phasendifferenz gleich 0) nachgestimmt wird. Derartige Anordnungen werden sehr häufig z. B. im Zusammenhang mit Frequenzsynthesizern, Phasenregelschleifen (PLL-Schleifen) und ähnlichen Anordnungen benötigt. Auf entsprechende Gesamtschaltungen kann im Rahmen dieser Broschüre nicht eingegangen werden. Die hier gezeigte Schaltung eignet sich als Bestandteil von PLL-Schaltungsanordnungen jeder Art, wobei f_1, f_2 auch niedrige (über Teilerketten herabgesetzte) Frequenzen sein können.
Die Schaltung ist im Frequenzbereich $f_1 = f_2 = f \approx 1$ kHz bis 10 MHz verwendbar, wenn R1, R2 und C1 entsprechend bemessen werden (Richtwerte sind im Bild 4.3 mit angegeben). Die Eingangsfrequenzen müssen bei f_1, f_2 mit TTL-gerechter Signalform (Flankensteilheit!) anliegen, gegebenenfalls sind Eingangsimpulsformer vorzuschalten. Am Schaltungsausgang (IS2) wird eine

Bild 4.3 Frequenzvergleichsschaltung zum Erzeugen einer Nachstimm- oder Regelspannung

Nachstimmgleichspannung U_R im Bereich von etwa $\pm$ 10 V abgegeben; bei $f_1 = f_2$ ist $U_R = 0$.

Zur Wirkungsweise: Es sei angenommen, daß f_1 und f_2 exakt frequenz- und phasengleich sind. Dann schalten beide Flip-Flop des IS1 synchron um, d. h., es werden zugleich Q1 und Q2 H, womit Ausgang G1 L wird und beide Flip-Flop sofort zurücksetzt. An D1, D2 entstehen gleichzeitig nur kurze, der FF-Schaltzeit entsprechende Impulse entgegengesetzter Polarität, die C1 weder auf- noch entladen. Wird f_1 größer als f_2, so schaltet der obere FF eher als der untere um. Für die Zeitdifferenz zwischen den LH-Flanken beider Eingangsfrequenzen f_1, f_2 erhält nunmehr Q1 H-Pegel, so daß sich C1 über D1 und R1 allmählich stufenweise auflädt. Die daraus abgeleitete Regelspannung möge nun für ein Nachführen der Frequenz f_2 sorgen. Bei $f_2 = f_1$ schalten wieder beide FF zugleich, C1 wird weder auf- noch entladen, behält also seinen letzten Ladezustand bei. Ist f_2 größer als f_1, so schaltet der untere FF etwas eher Q2 auf H ($\overline{Q2}$ = L) als der obere, so daß jetzt C1 über D2, R2 allmählich entladen wird. Der jeweils als 2. umschaltende FF sorgt (mit Q1, Q2 H) über G1 für ein sofortiges Rücksetzen beider FF mit Abbruch des C1-Lade- oder -Entladevorgangs bis zum Eintreffen der nächsten Eingangsimpuls-LH-Flanke bei f_1 oder f_2. Die Schaltung stellt sich im Betrieb selbsttätig so ein, daß im Normalzustand mit $f_1 = f_2$ (wobei beide Frequenzen nicht nur frequenzgleich, sondern auch exakt phasengleich sind) an C1 eine Spannung von etwa +2 V entsteht. Der Regelumfang bei Frequenz- bzw. Phasenabweichungen zwischen f_1 und f_2 liegt im eingeschwungenen Betrieb zwischen +1 und +3 (... +3,5) V. Um den Ladezustand von C1 nicht zu verfälschen, wird die Spannung an C1 mit einem MOSFET-Impedanzwandler T1 abgetastet. Das Sourcepotential von T1 folgt somit der Spannung an C1. Mit R3 wird (abhängig von den Exemplardaten von T1) so abgeglichen, daß mit $f_1 = f_2$ (beim Erstabgleich: Eingänge verbinden und mit gemeinsamer Frequenz speisen) am Ausgang $U_R = 0$ ist. Betrag und Vorzeichen von U_R im Betrieb sind dann ein direktes Maß für Betrag und Vorzeichen der Phasendifferenz $f_1 : f_2$. Benötigt man U_R für den nachzustimmenden Oszillator oder Regelkreis mit einer gleichbleibenden Polarität, so kann R3 entsprechend auf $U_R \approx 0{,}5 \cdot U_{R\,max}$ abgeglichen werden; dann steht für die Regelung der Bereich 0 bis $U_{R\,max}$ (0 ... $\approx$ 10 V) zur Verfügung. In diesem Fall sollte man U_R über einen Vorwider-

stand entnehmen, hinter dem sich die nichtgewünschte Polarität mit einer gegen Masse gelegten entsprechend gepolten Diode kurzschließen läßt. Mit R4 wird die Regelsteilheit entsprechend den jeweiligen Erfordernissen abgeglichen (R4 regelt die Verstärkung des OPV IS2). Je nach Anwendungszweck kann im Bedarfsfall C2 vorgesehen werden, der dem Regelspannungsverstärker IS2 ein Tiefpaßverhalten gibt (Richtwert für C2: 3 bis 30 nF). Mit dem Gegenkopplungszweig R4, C2 läßt sich das Regel- und Einschwingverhalten der Gesamtanordnung in weiten Grenzen festlegen; Einzelheiten dazu entsprechen der Schaltungstechnik von Operationsverstärkern (dazu [8]). Meist wird zwecks Optimierung des Einschwingverhaltens eine PI-Regelcharakteristik (Proportional-Integral-Regelung) erwünscht sein; sie läßt sich mit einem Serienwiderstand zu C2 ebenfalls leicht realisieren. Eine ähnliche Wirkung erreicht man auch mit einem zwischen C1 und Masse eingeschalteten Widerstand, dessen Wert in der jeweiligen Gesamtschaltung nach Versuch optimiert werden muß. Es sind Einschwingzeiten von etwa 5 bis 30 ms realisierbar. Anwendungsbeispiele für dieses Schaltungsprinzip zeigen auch [9], [10].

5. Ergänzungen zu TTL-Digitaluhren

Die folgenden Ergänzungsschaltungen sind vorzugsweise zum Komplettieren vorhandener oder nach bekannten Schaltungen aufgebauter Digitaluhren in TTL-Technik bestimmt, deren Zählerstufen mit üblichen BCD-kodierten Signalausgängen arbeiten. Dabei werden vorzugsweise die in [1] und [16] gezeigten Schaltungen zugrunde gelegt; die nachfolgenden Schaltbeispiele sind jedoch auch für ähnliche Uhrenschaltungen (Abschnitt 5.2. außerdem auch für BCD-kodierte MOS-Uhren-Ausgänge) geeignet. Aufbau und Funktion der Digitaluhr selbst gehören nicht zum Thema dieses Bandes und werden nachfolgend als bekannt vorausgesetzt.

5.1. Akustische Stundenschlageinrichtungen

Ebenso wie bei herkömmlichen mechanischen Uhren sind auch bei Digitaluhren „Stundenschlag"-Einrichtungen nützlich, bei denen zu jeder vollen Stunde ein akustisches Signal ertönt. Sie können auf verschiedene Weise realisiert werden. Als akustischer Signalgeber dient in den gezeigten Schaltungen stets ein Kleinstlautsprecher, der mit in der Uhr unterzubringen ist. Das ist aber nicht die einzige Möglichkeit. Für Wohnraumzwecke wird keine besonders hohe Lautstärke gefordert; an Stelle der Kleinstlautsprecher eignet sich dann auch ein Kleinstohrhörer – der sehr platzsparend unterzubringen ist –, ebenso kann man preiswerte Telefonhörkapseln verwenden. Allen diesen Schallgebern ist gemeinsam, daß der abgegebene Summton wenig melodisch klingt und einen den Rechteckschwingungen entsprechenden harten „elektronischen" Klangcharakter aufweist. Für diesbezüglich anspruchsvollere Leser sei auf die Möglichkeit verwiesen, statt des Lautsprechers einen Relais-, Schalttransistor- oder Schaltthyristorausgang vorzusehen (zur Anschaltung systemfremder Lasten siehe [1]). Damit können beliebige elektromechanische Läutewerke – z. B. ein handelsüblicher Türgong – angesteuert werden.
Die Schaltung nach Bild 5.1 ist speziell für die in [1], Abschnitt 4.8.2., beschriebene Digitaluhr geeignet, kann aber bei ähnlichen Schaltungen sinngemäß ebenso benutzt werden. Es kommt darauf

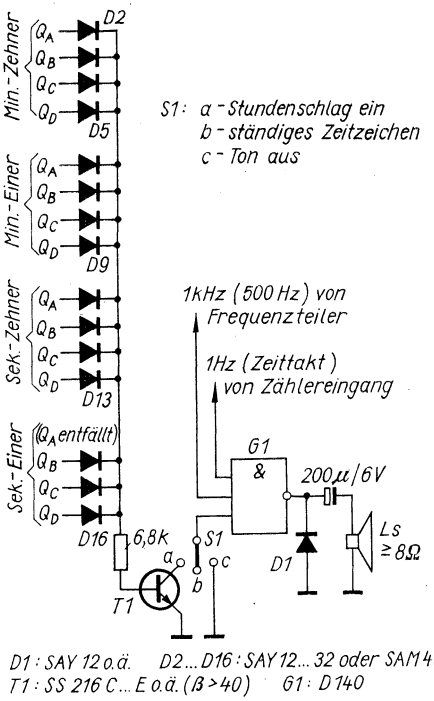


Bild 5.1 Stundenschlageinrichtung für TTL-Digitaluhren [1]; [16]

an, in geeigneter Weise ein Schaltkriterium für die Uhrzeitanzeige XX.00.00 (mit X – beliebige Ziffer) abzuleiten. Kennzeichen dafür ist L-Pegel an allen Q-Ausgängen der Minuten- und Sekunden-Zählstufen. Führt mindestens einer dieser insgesamt 16 Zählerausgänge H-Pegel, so ist T1 über mindestens eine der Entkopplungsdioden geöffnet, mit S1 in Stellung a somit G1 blockiert. Der Ausgang Q_A des Sekunden-Einer-Zählers wird nicht mit angeschlossen (die Diode fehlt). Entsprechend dem BCD-Kode ([1], Bild 4.102) sind alle übrigen Q-Ausgänge L in den Zählerstellungen 0 und 1 des Sekunden-Einers; T1 sperrt also zu jeder vollen Stunde für 2 s Dauer (Sekundenziffern 00 und 01). An G1 – das für diese Zeit von T1 freigegeben wird — liegt ferner eine (vom Quarzfrequenzteiler der Uhr entnehmbare) Frequenz von 1 kHz

oder (gehörmäßig günstiger) 500 Hz an. Es würde damit zunächst ein 2 s langer Dauerton zu hören sein. An G1 liegt jedoch außerdem noch der Zeittakt der Uhr (1-s-Eingangszähltakt, parallel zum Sekunden-Einer-Zählereingang abzugreifen) an. Er sollte für diesen Zweck positive Polarität haben (je Takt 0,2 s H-Pegel, 0,8 s L-Pegel), was sich — je nach Uhrenaufbau — gegebenenfalls durch Invertierung mit einem Transistor (mit Basisvorwiderstand, Werte wie T1) erreichen läßt. Es ertönt deshalb kein 2-s-Dauerton, sondern der 1-kHz-Ton wird vom Zeittakt zweimal für je 0,2 s mit dazwischenliegender 0,8-s-Pause aufgetastet. Diese 2fache kurze Stundenwechselmarkierung hat sich in der Praxis als sehr vorteilhaft erwiesen; ein Einzelton würde zu leicht überhört, längere Dauertöne sind unangenehm. Der Ausgang von G1 kann unmittelbar den Lautsprecher treiben (für Wohnraumzwecke bei nicht zu hohem Umgebungsgeräusch genügt bereits ein Gatter eines *D 110* oder *D 120*). D1 verhindert eine Gatterbeschädigung durch die Lautsprecherinduktivität (Freilaufdiode). Der Schalter S1 kann, wenn nur der Stundenschlag benötigt wird, entfallen. In Stellung c dieses Schalters ist der Stundenschlag abgeschaltet (z. B. für die Nachtstunden), in Stellung b ertönt ein ständiges 1-s-Zeitzeichen. Letzteres entspricht der in [1], Bild 4.173 und Abschnitt 4.8.3.3., beschriebenen Ergänzung mit eigenem Zeitzeichenton-Ausgang. (Beachte in [1], Bild 4.173: Die oberen Anschlüsse Q_A, Q_C von G1 führen zum Ausgang des Sekunden-Zehner-Zählers, die unteren Anschlüsse Q_A, Q_D dieses Gatters zum Ausgang des Minuten-Einer-Zählers.) Man kann vorteilhaft die vollständige Schaltung dieses Zeitzeichenton-Ausgangs nach [1], Bild 4.173, verwenden; das dortige Ausgangsgatter G2 ist dann mit G1 in der Schaltung nach Bild 5.1 identisch; bei S1 greift die Stundenschlageinrichtung ein. Der Mehraufwand dafür besteht dann nur aus T1 und den Dioden nach Bild 5.1. Für die Dioden lassen sich statt 15 Einzeldioden vorteilhaft auch 3 Diodenkombinationen *SAM 45* (enthält je Bauelement 5 Dioden mit gemeinsamer Katode) verwenden. Die Kombination der Schaltung nach Bild 5.1 mit der nach Bild 4.173 aus [1] bringt zusätzlich den Vorteil, daß der 1. Stundenschlagton mit 1 kHz, der 2. mit 500 Hz ertönt. Man erhält so ein akustisch markantes und trotzdem nicht lästiges Signal.

Soll eine Stundenschlageinrichtung nachträglich eingebaut werden, dann kann man auf die — verdrahtungsmäßig unbequem reali-

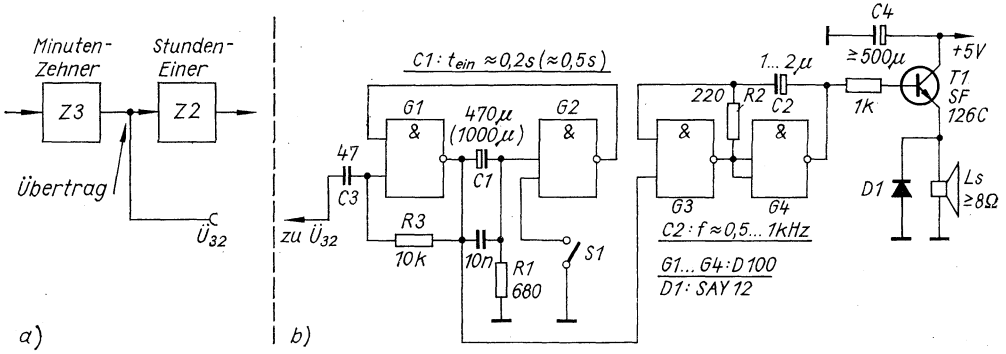


Bild 5.2 a — Ableitung des Stundenschlag-Auslöseimpulses $\dot{U}_{32}$ aus dem vorhandenen Uhrenzähler;
b — selbständige Stundenschlageinrichtung mit Monoflop und Tongenerator

sierbaren — Anschlüsse aller Zähler-Q-Ausgänge verzichten. Man nutzt statt dessen den Übertragungsimpuls am Eingang des Stunden-Einer-Zählers zur Auslösung des Signals. Bild 5.2a zeigt diese Anschlußweise. Parallel zum Zählerübertrag von Z3 nach Z2 wird der Auslöseimpuls $\ddot{U}_{32}$ abgegriffen. Er kann auf verschiedene Weise weiterverwendet werden. Bild 5.2b zeigt einen selbständigen Stundenschlaggenerator, der außer $\ddot{U}_{32}$ und den Speisespannungszuführungen keinen weiteren Anschlußpunkt benötigt. Der mit jedem Stundenwechsel an $\ddot{U}_{32}$ auftretende Impuls löst einen Monoflop (G1, G2) aus, dessen Haltezeit mit C1 auf etwa 0,2 bis 0,5 s festgelegt ist. Für diese Zeitdauer wird mit H-Pegel an G1 ein Tongenerator (G3, G4) mit nachfolgender einfacher Endstufe (T1) freigegeben, dessen Tonhöhe mit C2 auf 500 bis 1000 Hz festgelegt wird. Beide Schaltungsgruppen entsprechen [1], Bild 4.7 und Bild 4.8, so daß hier keine Erläuterung notwendig ist.

Im Ruhezustand führt der Ausgang von G1 L-Pegel, somit der Ausgang von G3 H-Pegel, G4 L-Pegel und T1 sperrt, Ls ist damit stromlos. Deshalb kann ein Koppelkondensator bei Ls entfallen. Um Rückwirkungen der – nicht unbeträchtlichen – T1-Kollektorstromspitzen auf die übrige Uhrenschaltung zu unterbinden, sollte aber C4 direkt beim Stundenschlaggenerator vorgesehen werden; außerdem ist für G1 bis G4 ein Stützkondensator (10 bis 33 nF direkt am Schaltkreis, siehe [1], Bild 1.24) erforderlich. Der Stundenschlag läßt sich entweder durch Abschalten von Ls außer Betrieb setzen, oder man greift mit S1 am freien Eingang von G2 (Bild 5.2b) ein. Die letztere Möglichkeit ist insofern von Interesse, als direkt mit einem TTL-Signal fremder Herkunft eingegriffen werden kann (z. B. Abschalten des Stundenschlags mit einfachem Dämmerungsschalter – [1] –, wenn der Raum nicht beleuchtet ist). Monoflop der hier benutzten Art neigen bei ungünstigem Aufbau zu Fehlauslösungen bei Störimpulsen. Deshalb muß die Verbindung $\ddot{U}_{32}$ sehr kurz gehalten werden. Die Masseleitung der Stundenschlagbaugruppe sollte ebenfalls auf kürzestem Wege am Massepunkt der Zählstufen Z3, Z2 angeschlossen sein; auch die Anschlußleitung für S1 an G2 ist diesbezüglich nicht ganz problemlos. Die Schaltung nach Bild 5.2 ergibt einen einzelnen Stundenschlagton, dessen Länge mit dem Wert von C1 und dessen Tonhöhe mit dem Wert von C2 festgelegt werden kann.

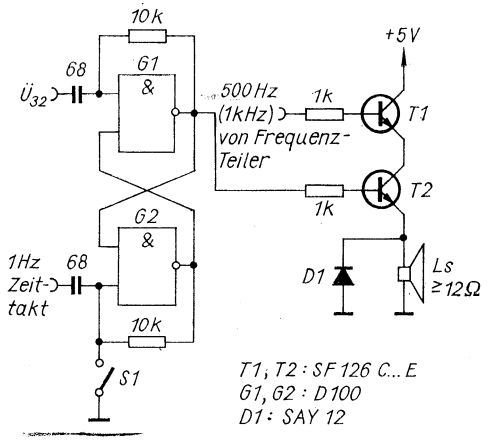


Bild 5.3 Stundenschlageinrichtung mit RS-FF und Ausgangstransistoren

Betriebssicherer im Hinblick auf Fehlauslösungen durch Störimpulse sind Schaltungen, die ohne Monoflop auskommen. Bild 5.3 zeigt dafür eine einfache Möglichkeit. Ein RS-Flip-Flop G1, G2 wird durch das Übertragssignal $\ddot{U}_{32}$ (nach Bild 5.2a abzuleiten) nach G1 = H gesetzt (T2 öffnet); der nachfolgende Se-

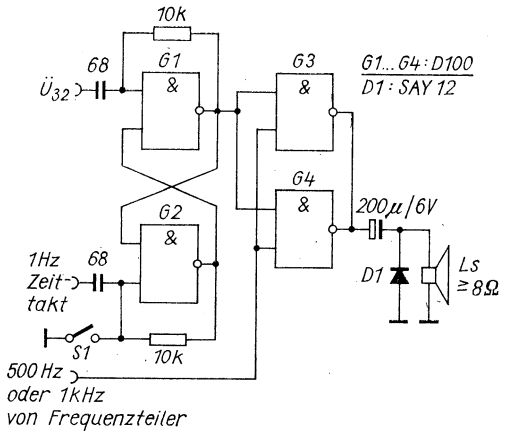


Bild 5.4 Stundenschlageinrichtung mit RS-FF und Ausgangsgattern

kunden-Zeittakt (am Zählereingang abzugreifen) setzt den FF wieder nach G1 = L zurück (T2 sperrt). T1 wird ständig vom Frequenzteiler der Uhr mit (je nach Verfügbarkeit) 500 Hz oder 1 kHz getastet, diese Frequenz ist zu hören, solange T2 öffnet. Die Dauer des – einmaligen – Stundenschlagtons liegt also fest und beträgt (je nach Polarität des 1-Hz-Zeittakts) entweder 0,8 oder 1 s. Ein Abschalten des Stundenschlags ist mit S1 entweder, wie gezeichnet, an G2 möglich, oder man schließt S1 zwischen der Basis von T2 und Masse an. Bild 5.4 zeigt eine weitere Variante, die funktionell der nach Bild 5.3 entspricht; es wurden lediglich T1, T2 durch Gatter G3, G4 ersetzt. Grundsätzlich wäre hier auch mit nur einem Gatter auszukommen (dann z. B. einem IS *D 110* für G1 bis G3); jedoch ergibt die – in dieser Betriebsweise ausnahmsweise zulässige! – ein- und ausgangsseitige Parallelschaltung von G3, G4 (beide Gatter arbeiten synchron) eine etwas höhere Lautstärke für Ls. Diese Lösung empfiehlt sich, wenn die Baugruppe mit dem Universalschaltkreis *D 100* realisiert wird, dessen 4. Gatter man so vorteilhaft mitverwendet. Ls muß jetzt über einen 200-μF-Elektrolytkondensator angekoppelt werden, da der Ausgangspegel G3, G4 in Ruhe H ist; dieser

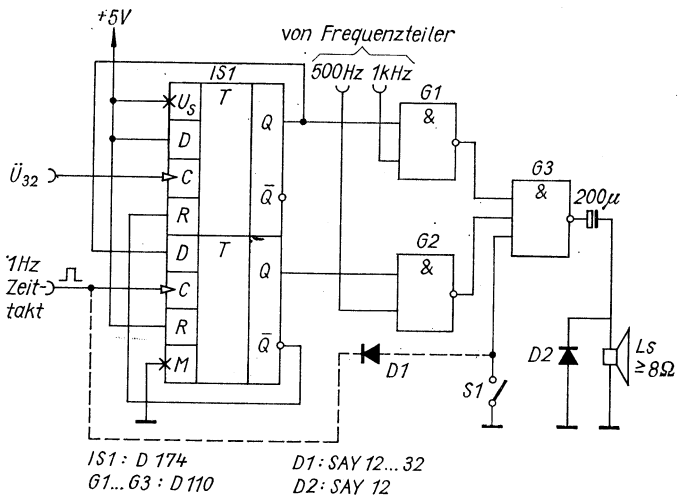


Bild 5.5 2-Ton-Stundenschlageinrichtung

Elektrolytkondensator trägt bei Ls-Betrieb an Gatterausgängen außerdem merklich zur Lautstärkesteigerung bei.

Bild 5.5 zeigt abschließend noch eine etwas komfortablere Lösung für einen 2-Ton-Stundenschlag. Für die beiden Töne werden wieder die aus dem Uhrfrequenzteiler ableitbaren Tonfrequenzen 500 Hz und 1 kHz genutzt. Man kann dafür aber auch 2 eigene, mit einem einzigen *D 100* realisierbare Tongeneratoren beliebiger Tonhöhen — z. B. nach [1], Bild 4.8 — vorsehen, die ständig laufen. (Dafür eignet sich auch die 2-Ton-Intervall-Sirene nach [1], Bild 4.86; es entfallen T1, G1, die damit frei werdenden Eingänge von G2 und G3 werden mit den Q-Ausgängen des Stundenschlags nach Bild 5.5 verbunden.) Der Auslösetakt $\dot{U}_{32}$ für die Schaltung nach Bild 5.5 wird wieder entsprechend Bild 5.2a abgeleitet. Seine LH-Flanke setzt den oberen D-FF von IS1 nach Q = H um, womit G1 freigegeben wird und ein 1-kHz-Ton ertönt. Der 1-Hz-Zeittakt am Takteingang des unteren FF von IS1 soll die angegebene Impulsform haben (gegebenenfalls invertieren) und eine H-Pulsbreite von 0,2 s aufweisen, was üblicherweise der Fall ist, wenn man den Zeittakt aus einem mit TTL-Flip-Flop (*D 100, D 192, D 193, MH 7490* u. ä.) aufgebauten Frequenzteiler ableitet. (Achtung: Bei *D 192* oder *D 193* im Frequenzteiler wird für den 1-Hz-Takt nach Bild 5.5 nicht der Übertragsausgang, sondern Ausgang Q_D dieser Teiler-IS benutzt!) Da die Uhrzählstufen mit der Rückflanke des Zeittakts schalten, ist in diesem Fall für 0,8 s Dauer der Ton 1 kHz (G1 geöffnet) zu hören. Danach setzt die folgende LH-Zeittaktflanke den unteren FF nach Q = H, wobei mit $\overline{Q}$ = L der obere FF über seinen R-Eingang rückgesetzt, G1 gesperrt und G2 geöffnet wird. Es ertönt nunmehr für 1,2 s Dauer der Ton 500 Hz, danach setzt der folgende Zeittakt den unteren FF — an dessen D-Eingang jetzt L-Pegel vom Q-Ausgang des oberen FF liegt — nach Q = L um, G2 schließt ebenfalls, der Ton verstummt.

Wird der Zeittakt mit umgekehrter Polarität angelegt, so sind beide Töne gleich lang (1 s lang 1 kHz, 1 s lang 500 Hz). Eine weitere Möglichkeit — für die der Zeittakt die im Bild 5.5 gezeichnete Polarität und eine H-Pulsbreite von 0,2 s haben muß — bietet sich durch Einfügen von D1 an. Es ergibt sich dann die Tonfolge: 0,2 s 1 kHz; 0,8 s Pause; 0,2 s 500 Hz; aus. Die Uhrzählstufen müssen für die Variante mit D1 auf die Zeittakt-Vorderflanke (LH-Sprung des im Bild 5.5 gezeichneten Taktimpulses) reagie-

ren, was gegebenenfalls durch Invertieren des Zeittakts am Uhrzählereingang (!) — im einfachsten Fall mit einem Transistor nachträglich — sicherzustellen ist. Der Stundenschlag wird wieder mit S1 oder — falls man auf D1 verzichtet und *D 100*-Gatter benutzt — durch Abschalten des Lautsprechers ausgeschaltet.

5.2. Akustische Zeitangabe — Der Blindenuhr-Dekoder

Die nachfolgend beschriebene Einrichtung ([11]) ist als Zusatz zu Digitaluhren in TTL- oder MOS-Technik bestimmt, bei denen die Zählerausgangssignale im BCD-Kode zugänglich sind. Sie kann darüber hinaus auch zur akustischen Darstellung andersartiger mehrstelliger Ziffernanzeigen (Arbeitsbereiche digitaler Zähl- und Meßgeräte jeder Ausführung!) verwendet werden und ermöglicht damit auch Sehbehinderten ein Arbeiten mit solchen Geräten. Der Dekoderzusatz ist mit 10 TTL-Schaltkreisen aufgebaut, seine Schaltung stellt zugleich ein Anwendungsbeispiel für die Schieberegister-IS *D 195* und deren Taktaufbereitung dar (siehe dazu Abschnitt 2.2.).

Das Mustergerät wurde für eine 4stellige Uhrzeitanzeige (Stunden und Minuten) entwickelt. Die Ausgabe der Uhrzeit kann dabei jederzeit auf Tastendruck und nach Wahl auch zu jeder vollen Stunde automatisch geschehen. Wie sich in der praktischen Erprobung zeigte, genügt statt eines dekadischen „Stundenschlagens" die akustische Ausgabe des im Uhrzähler vorhandenen BCD-kodierten Zählerstands in Form von Tonfolgen in 2 unterschiedlichen Tonhöhen. Dazu ist lediglich die im Abfragemoment im Zähler der Uhr vorhandene 16-bit-Signalkombination in einem Schieberegister parallel einzuschreiben, zu speichern und anschließend genügend langsam seriell wieder auszulesen. H- und L-Pegel des BCD-Kodes werden dabei durch unterschiedliche Tonhöhen gekennzeichnet. Die Erfahrung ergab, daß die numerische Aussage des akustisch wiedergegebenen BCD-Signals von Blinden sehr schnell im Gedächtnis behalten wird. Eine BCD-Kode-Tafel, die in Punkt-Tastschrift (*Braille*-Schrift) leicht herzustellen ist, wurde von Versuchspersonen nur während der ersten Zeit benötigt. Es besteht damit also keine Notwendigkeit, das BCD-Signal umzukodieren, was den Materialaufwand entscheidend verringert und ein einfaches und schnelles „Auslesen" der Zeit-

Ziffer	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	Tonfolge
0	L	L	L	L	
1	L	L	L	H	
2	L	L	H	L	
3	L	L	H	H	
4	L	H	L	L	
5	L	H	L	H	
6	L	H	H	L	
7	L	H	H	H	
8	H	L	L	L	
9	H	L	L	H	

a)

1.Ton	2.Ton	3.Ton	4.Ton	Ziffer
L				
L				
L				
L				
L	H			
L	H			
L	H	H	L	6
L	H	H		

b)

Bild 5.6 Akustische Signaldarstellung mit rückwärts ausgelesenem BCD-Kode für den Blindenuhr-Dekoder; a — Zuordnung von Ziffer, Signalfolge und Tonfolge; b — Beispiel für das Mitlesen des gehörten Signals mit Tasttafel (siehe Text)

„Ansage" des Speicherinhalts ermöglicht. Diese Zeitansage besteht damit stets aus 4 Tongruppen zu je 4 Tönen. Als notwendig erwies sich jedoch eine klare Trennung der zu einer Ziffer gehörenden 4 Töne; deshalb macht sich nach jeweils 4 Tönen (1 Ziffer) ein Leertakt erforderlich. Die Auslesegeschwindigkeit kann man individuell einstellen.

Beim Mustergerät wurden die Tonfrequenzen 1 kHz für H-Pegel und 500 Hz für L-Pegel gewählt. Zweckmäßig ist die Ausgabe der Zählerstände in der Reihenfolge Stunden-Zehner, Stunden-Einer, Minuten-Zehner und zuletzt Minuten-Einer, ferner zweckmäßig die Darstellung des BCD-Signals in der (auf die Zählerausgänge bezogenen) Reihenfolge D, C, B, A (bzw. 2^3, 2^2, 2^1, 2^0). Es ergibt sich dann die im Bild 5.6a gezeigte Darstellung des genormten BCD-Kodes. Bild 5.6b — das sinngemäß direkt als Vorlage für eine zur Eingewöhnung notwendige Punktschrifttafel dienen kann — zeigt am Beispiel der Ziffer 6, wie — ausgehend vom jeweils zuletzt für H oder L abgegebenen Ton — die jeweils folgende Spalte der Tafel halbiert wird. Dieses Prinzip zur Erzeugung der 10 verschiedenen Tonkombinationen läßt sich rasch erlernen und zu Beginn mit Hilfe einer Punktschrift-Tasttafel während des Hörens leicht „mitlesen".

Bild 5.7 zeigt den Stromlaufplan des Blindenuhr-Dekoders. Kernstück sind die 4 als Zwischenspeicher eingesetzten 4-bit-

Bild 5.7 Gesamtstromlaufplan des Blindenuhr-Dekoders

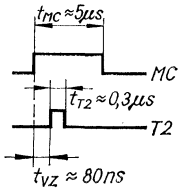


Bild 5.8
Zeitlicher Zusammenhang der Einschreibsignale für die Schieberegister-IS *D 195*

Schieberegister IS1 bis IS4 (*D 195*), die in den Betriebsarten Parallel-Einschreiben und (nachfolgend zum seriellen Auslesen) Rechtsschieben benutzt werden. Die innere Betriebsartumschaltung dieser IS (siehe Abschnitt 2.2.) geschieht über das äußere Signal MC (MC = H entspricht Parallel-Einschreiben, MC = L entspricht seriellem Rechtsschieben/Auslesen). T1 ist der Schiebetakt für das Rechtsschieben, T2 der Einschreibtakt (siehe Bild 2.3). Laut Herstellervorschrift muß der MC-Takt kurz vor T2 beginnen und darf erst kurz nach T2 enden. Diese zeitliche Beziehung – die im Bild 5.8 zusammen mit den für die Schaltung nach Bild 5.7 gewählten Zeitverhältnissen dargestellt ist – erfordert eine Taktaufbereitung (mit G8 bis G11 nach Bild 5.7). Das Gerät wird über 16 Verbindungen den Zählerausgängen der vorhandenen Digitaluhr parallelgeschaltet, wobei die Dateneingänge D_A bis D_D von IS1 dem Zähler bzw. Anzeigedekoder für die Minuten-Einer, IS2 dem Minuten-Zehner usw. parallelliegen. Falls die vorhandene Digitaluhr in TTL-Technik ausgeführt ist, werden ihr die Dateneingänge der IS1 bis IS4 unmittelbar parallelgeschaltet. Bei in MOS-U-10-Technik aufgebauten Zählern erfordert das eine Pegelwandlung mit weiteren 3 IS, auf die später noch eingegangen wird. An den Dateneingängen bei I bis IV der IS1 bis IS4 liegt somit die Uhrzeit-Signalkombination ständig an.
Die Uhrzeit läßt sich durch Betätigen der Taste Ta1 abfragen, die neben S1 das einzige Bedienorgan ist. Bild 5.9 verdeutlicht die in der Schaltung ablaufenden Vorgänge. Zunächst wird mit Ta1 das aus G14, G15 gebildete RS-Flip-Flop in Stellung Q1 = H gebracht und damit der Taktgeber (G12, G13, T1, R4, R5, C5) freigegeben. In Ruhelage ist dieser Auslesetaktgeber in Stellung Ausgang G13 = L blockiert. Er startet, sobald G12 von Q1 freigegeben wird, daher stets mit einer LH-Flanke des Taktsignals cp. Das Prinzip des Taktgebers ist in [1], Abschnitt 4.1.3.2. und Bild 4.9, behandelt. Der Taktgeber wird mit R5 (Einzeltonlänge) und

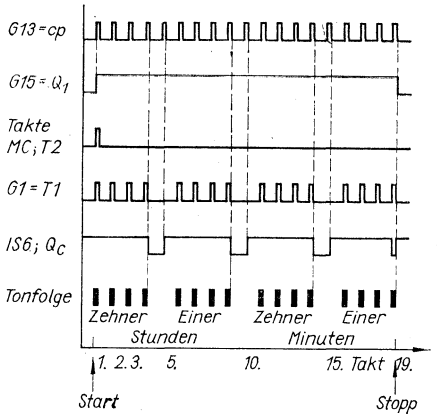


Bild 5.9 Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 5.7. Der im Startzeitpunkt dargestellte Impuls für MC/T2 entspricht (zeitlich gedehnt, nicht maßstäblich) dem nach Bild 5.8

R4 (Auslesegeschwindigkeit) einmalig auf eine subjektiv als günstig empfundene Taktfrequenz von etwa 0,6 bis 2 Hz eingestellt. Die Tonlänge (H-Dauer bei cp) soll mit R5 auf etwa 0,1 bis 0,2 s festgelegt werden. R4 kann eventuell für den Benutzer selbst einstellbar (Bedienknopf) ausgeführt sein.

Mit Schließen der Taste Ta1 entsteht die im Bild 5.9 oben dargestellte cp-Impulsfolge. Gleichzeitig startet der HL-Sprung an $\overline{Q1}$ über C2 den Monoflop mit G8, G9. Er erzeugt das Einschreib-Vorbereitungssignal MC, für dessen Dauer zugleich mit $\overline{MC}$ G7 sperrt, so daß der 1. LH-Sprung von cp am Ausgang von G7 noch nicht wirkt (aus diesem Grund wird der Taktgeber außerdem über R6, C6 etwas verzögert freigegeben!). Die Einschreibphase für das Schieberegister IS1 bis IS4 (Taktdauer MC) ist relativ unkritisch und beträgt entsprechend den Werten von C1 und R1 etwa 5 μs (Bild 5.8). Innerhalb dieses Takts muß nun mit einer zeitlichen Verzögerung von wenigstens 40 ns der Einschreibtakt T2 erzeugt werden, dessen Zeitdauer ebenfalls wenigstens 40 ns betragen soll. Im vorliegenden Fall wurden gemäß Bild 5.8 für die Verzögerung t_{VZ} etwa 80 ns und für die Taktzeit t_{TZ} etwa 0,3 μs gewählt.

Während der Taktphase MC = T2 = H übernehmen IS1 bis IS4 die an ihren Dateneingängen I bis IV liegenden Signale und damit den augenblicklichen Uhrzählerstand. Diese Signale bleiben, sobald T2 = L wird, gespeichert und können, sobald nachfolgend MC = L ist, seriell nach rechts weitergeschoben werden, wie bei Bild 2.3 schon erläutert.

Die Erzeugung des Einschreibtakts T2 geschieht entsprechend Bild 5.8 unmittelbar aus dem MC-Signal mit Hilfe von R3, C3, C4, G10 und G11. Es handelt sich dabei um die Kombination einer Impulsverkürzungs- und einer Impulsverzögerungsschaltung ([1], [3]), die eine sehr einfache Schaltungslösung ermöglicht. Im Ruhezustand ist Ausgang G9 = H, Ausgang G8 = MC = L und somit Ausgang G11 ebenfalls L. Mit der LH-Flanke des Takts MC erhält der obere Eingang G10 H-Pegel, während der gleichzeitige HL-Sprung am Ausgang G9 mit R3, C3 um etwa 0,3 μs verzögert wird. Für diese Zeitdauer sind somit beide Eingänge von G10 H, Ausgang G10 L. R3, C3 legen damit die Länge von $\overline{T2}$ fest. $\overline{T2}$ wird über G11 invertiert, wobei C4 eine Impulsverzögerung der Taktvorderflanke gegen die MC-Vorderflanke (siehe Bild 5.8) von etwa 80 ns bewirkt. G11 regeneriert außerdem die Taktimpuls-Flankensteilheit, die durch C4 geringfügig verschlechtert wurde. Mit Ende des MC-Takts ist der augenblickliche Uhrzählerstand im Schieberegister enthalten, und mit MC = L kann das Register ausgelesen werden. Nunmehr wird auch G7 von $\overline{MC}$ freigegeben. Wegen der eingangs erwähnten Notwendigkeit, nach je 4 Schiebetakten einen Leertakt einzufügen, sind zum Auslesen zunächst die 16 Lesetakte erforderlich, die der Binärzähler IS5 (*D 193*) abzählt; hinzu kommen die mit dem als Modulo-5-Zähler ([1]) arbeitenden IS6 (*D 193* oder *D 192*) abgezählten Pausentakte. Sowohl die in den Zählern IS5, IS6 enthaltenen Flip-Flop als auch die Speicher-Flip-Flop der IS1 bis IS4 schalten mit der jeweiligen Taktrückflanke (bei IS5 und IS6 die LH-Flanke des Taktsignals $\overline{cp}$, bei IS1 bis IS4 die HL-Flanke des cp bzw. Takt T1). Mit Ende des 1. cp-Taktpulses schalten daher IS5 und IS6 je einen Schritt weiter, zugleich wird mit dem aus cp über G7, G1 abgeleiteten Takt T1 die gesamte Informationsfolge im Schieberegister IS1 bis IS4 um eine Stelle nach rechts versetzt.

Bevor auf die Taktzählung eingegangen wird, sei der Auslesevorgang betrachtet. Am Ausgang Q_D von IS4 liegt sofort nach

Ende des Einschreibsignals MC/T2 das Signal an, das der 2^3-Stelle (Q_D) des Stunden-Zehners entspricht. Bei jedem Schiebetaktschritt erscheint somit (jeweils ab Rückflanke des Schiebetakts T1) an Q_D von IS4 die nächste Stelle der Signalkombination (Q_C, Q_B, Q_A, danach — aus IS3 vorgeschoben — Q_D des Stunden-Einers usw., entsprechend Bild 5.6). Dieses Signal steht an G5 und, über G3 invertiert, an G6. Je nach Signalpegel (H oder L) wird damit entweder G5 oder G6 aktiviert, sofern T1 ebenfalls H-Pegel führt. Während der Taktpausen (cp = L) sind G5 und G6 verriegelt. Ist T1 = H, so beginnt entweder G5 oder G6 zusammen mit G2 und (je nach Signalpegel an Q_D von IS4) C7, R7 oder C8, R8 als Tongenerator zu arbeiten (Prinzip des Zweitongenerators nach [1], Abschnitt 4.3.3.). Die Tonfrequenz wurde im Mustergerät mit C7 auf etwa 1 kHz, mit C8 auf etwa 500 Hz so festgelegt, daß L-Pegel am Ausgang Q_D von IS4 dem tieferen Ton entspricht. Die Tonhöhe des Zweitongenerators wird somit vom Ausgangspegel des Schieberegisters und die Arbeitsphase des Tongenerators vom Takt T1 gesteuert, womit die Tondauer der Taktphasenlänge T1 = H entspricht.

Dem Generator folgt eine einfache Endstufe mit Transistor T2 und einem Kleinstlautsprecher Ls. Bereits der 1. cp-Takt, der auf Betätigung von Ta1 einsetzt, bewirkt also während der Taktphase cp = H das Auslesen der 1. Signalstelle im Register sofort nach Abklingen des MC-Signals. Die Taktrückflanke von cp bzw. T1 schaltet den Signaltongenerator ab und schiebt zugleich alle Registerinhalte um eine Stelle weiter nach rechts. Die damit an Q_D von IS4 erscheinende 2. Signalstelle wird nach Ablauf der Taktpause während der folgenden H-Phase des Schiebetakts T1 vom Tongenerator mit der dem Signalpegel H oder L entsprechenden Frequenz ausgelesen, die Taktrückflanke löst den nächsten Schiebeschritt aus usw.

Dabei wird gleichzeitig am Registeranfang (Dateneingang E_S von IS1 für serielles Einschreiben) fortlaufend H-Pegel eingelesen, so daß nach einem vollständigen Lesevorgang sämtliche Registerstellen H-Pegel enthalten. Im Fall einer Funktionsstörung (falls z. B. der Einschreibvorgang MC/T2 nicht korrekt vor sich geht) würde viermal die Signalfolge HHHH ausgelesen. Da diese Signalkombination normal nicht vorkommen kann (siehe Bild 5.6), wird der Fehler eindeutig gekennzeichnet, so daß er nicht fälschlich als Zahl interpretiert werden kann.

Der Schiebetakt wird in invertierter Form $\overline{cp} = \overline{T1}$ hinter G7 abgegriffen und mit dem Binärzähler *D 193* (IS5) gezählt. Dieser Zähler wurde während des Einschreibens von MC über seinen R-Eingang in Nullstellung gebracht. Nach 16 Zähltakten tritt am Ausgang Q_D von IS5 ein HL-Sprung auf (Übergang vom Zählerstand 15 nach 0), der über C9 den RS-FF G14, G15 nach Q1 = L rücksetzt. Da der HL-Sprung am Ausgang IS5 mit einer HL-Flanke des cp-Takts zusammenfällt, wird der Taktgeber über Q1 phasenrichtig blockiert, so daß kein weiterer Schiebetakt auftreten kann.

Direkt vom Taktgeber steuert man mit $\overline{cp}$-Taktsignal den Pausenzähler IS6 an. Er ist im Ruhezustand (Q1 = L) über D1 und seinen Datenladeeingang V stets auf Zählerstand 4 eingestellt (an den Dateneingängen D_A bis D_D von IS6 liegt die Kombination LLHL). Sobald V = Q1 H-Pegel annimmt, wird in IS6 der Zähleingang T_V für Vorwärtszählen freigegeben. IS6 zählt daher die ersten cp-Takte synchron mit IS5 mit. Nach dem 4. cp-Takt geht der Pegel an Q_C von IS6 nach L (siehe auch Bild 5.6; 4. Zähltakt entspricht dem Zählerstand 8, da ab 4 gezählt wird!). Damit sperrt G7, und der folgende cp-Takt kann dieses Tor nicht passieren. Der Zähler IS5 und das Schieberegister lassen also einen Takt aus (Bild 5.9), so daß die erwünschte Taktpause eintritt. Der folgende cp-Takt schaltet deshalb nur IS6 weiter, der dabei den Zählerstand 9 erreicht. In diesem Moment erhalten die Ausgänge Q_A und Q_D gleichzeitig H-Pegel, womit Ausgang G4 = L wird. Über D2 bewirkt dieses L-Signal das sofortige Rückstellen des mit G4 als „Erkennungslogik" arbeitenden Modulo-5-Zählers auf den Anfangszustand (Zählerstand 4), wobei die H-Pegel an Q_A und Q_D wieder verschwinden, Ausgang G4 sofort wieder H-Pegel führt und der Zähler damit erneut zählbereit ist. Um ein sicheres Rückstellen von 9 nach 4 zu gewährleisten, wird der Rücksetzimpuls mit C11 auf etwa 60 ns verlängert. Für den nächsten cp-Zähltakt ist damit auch G7 von Q_C von IS6 wieder freigegeben, und die nächsten 4 Schiebetakte können dieses Gatter passieren, wonach IS6 in der beschriebenen Weise die nächste Impulsausblendung bewirkt. Das geht, wie auch aus Bild 5.9 zu ersehen ist, insgesamt dreimal vor sich. Danach hat IS5 seinen Zählumfang erreicht und setzt G14 zurück; der Modulo-5-Zähler IS6 wird über D1 in die erforderliche Ausgangsstellung gebracht.

Der Aufbau des Geräts geschieht nach den für TTL-Technik bekannten Regeln ([1]); vorsorglich sollten sämtliche IS mit Stützkondensatoren an ihren Speiseleitungsanschlüssen versehen werden (bei G8 bis G11 und G12 bis G15 unumgänglich!). Die gesamte Schaltung nimmt bei 5 V Speisespannung einen Betriebsstrom von etwa 0,55 A auf, sie kann — falls die Speisestromversorgung der vorhandenen TTL-Digitaluhr das zuläßt — mit aus dieser versorgt werden. Dann ist ein Speisespannungsabschalter für den Dekoder zweckmäßig, um eine für Netzausfälle gegebenenfalls vorhandene Batteriepufferung der Uhr nicht zu überfordern. Falls der Blindenuhr-Dekoder getrennt von der eigentlichen Uhr aufgebaut wird, ist er mit dieser über ein 18poliges Kabel mit Steckverbinder zu verbinden.

Eine Komforteinrichtung ist im Bild 5.7 als Stundenschlageinrichtung (S1 geschlossen) angedeutet. An der von der Uhr kommenden Signalleitung Q_C des Minuten-Zehner-Zählers (Eingang D_C an IS2) tritt jeweils beim Übergang von der Minute 59 auf die Minute 00 ein HL-Pegelsprung auf. Mit ihm läßt sich über S1 und Ta1 mit jeder vollen Stunde eine Zeitangabe ebenso starten, wie das zu anderen Zeiten von Hand mit Ta1 möglich ist.

Während die Verbindung des Dekoders mit TTL-Uhren oder anderen TTL-Zählern problemlos ist, muß bei Verwendung von MOS-U-10-Zählern der Pegel für die dem Register zugeführten Zählerstandsignale I bis IV umgesetzt werden. Da dann außerdem für den Dekoder ein eigenes 5-V-Netzteil notwendig wird, kann man den Massebezugspunkt zwischen MOS- und TTL-Dekoderschal-

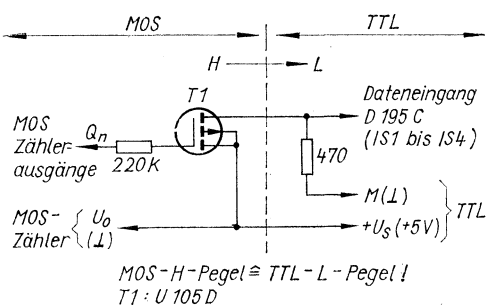


Bild 5.10 Pegelwandlerstufe für den Anschluß der Schaltung nach Bild 5.7 an Digitalzähler mit MOS-U-10-Bestückung

tung frei wählen. Die Pegelumsetzung geht dann gemäß Bild 5.10 vor sich. Diese nur für einen Signalweg dargestellte Schaltung ist 16fach erforderlich und wird deshalb zweckmäßig mit 3 IS *U 105 D* realisiert. Achtung: Das Nullpotential (Masse) der MOS-Zählschaltung ist jetzt mit $+U_S$ (+5 V) der TTL-Schaltung verbunden! Die Drainelektroden der MOSFET werden über je 470 Ω an TTL-Masse gelegt. Die Schaltung nach Bild 5.10 invertiert das Signal. Je nachdem, ob die MOS-Zählschaltung mit Zählerausgangssignalen Q_A bis Q_D oder invertierten Signalen $\overline{Q}_A$ bis $\overline{Q}_D$ arbeitet, muß man im Dekoder (Bild 5.7) C7 und C8 vertauschen, um die richtige Zuordnung zwischen H- und L-Pegel und den zugehörigen Tonhöhen entsprechend Bild 5.6 zu erhalten. Außerdem sollte, wenn mit invertierten Eingangssignalen gearbeitet wird, der serielle Eingang E_S von IS1 an Masse gelegt werden, um im Fehlerfall wiederum das „Fehlersignal" (4 HHHH-Tonfolgen) zu erreichen. Ein Stundenschlagsignal läßt sich bei invertierten Datensignalen an I bis IV allerdings nicht mehr direkt am IS2-Eingang abnehmen. Da in den für die Pegelumwandlung benutzten 3 IS *U 105 D* ohnehin noch 2 MOSFET frei sind, benutzt man diese für eine gesonderte Ableitung des Stundenschlag-Auslösesignals, wozu der am MOS-Ausgang der Uhr parallel abzugreifende Zählerausgang Q_C des Minuten-Zehner-Zählers getrennt invertiert wird. Das geschieht je nach vorhandener Signalpolari-

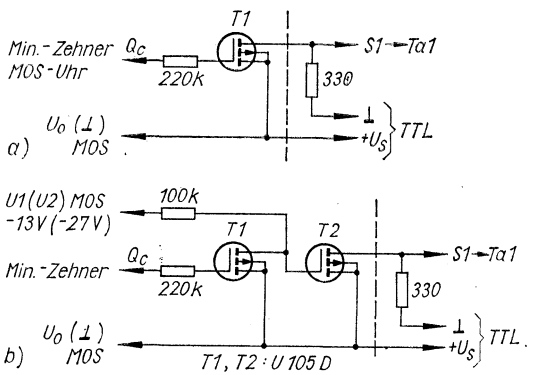


Bild 5.11 Das Auslösesignal für Stundenschlag wird bei MOS-Kombination getrennt abgeleitet; a — 1fach invertiert; b — 2fach invertiert

tät entsprechend Bild 5.11 entweder mit einfacher oder doppelter Negation. Die zur Pegelwandlung benutzten IS *U 105 D* sollten, um kritische Verbindungsleitungen zu vermeiden (die bei MOS-Uhren durch äußere Störimpulse auch auf den Uhrzähler rückwirken können!), möglichst mit in der Uhr angeordnet werden, so daß die Verbindung zwischen MOS-Uhr und TTL-Dekoder niederohmig ist. In diesem Fall können auch die 220-kΩ-Gateschutzwiderstände an den MOS-Gates entfallen. Zu MOS-Schaltungen und MOS-IS siehe [1], [2].

5.3. Vereinfachte Zählerschaltungen für TTL-Digitaluhren

In Zählern von TTL-Digitaluhren ist teilweise eine Zählumfangsverkürzung notwendig ([1]). Für Zähler, die mit *D 192* oder *D 193* bestückt sind, können statt der für diesen Zweck in [1] angegebenen Erkennungslogiken mit Grundgattern vorteilhaft Diodengatter nach dem bei Bild 3.3 schon erläuterten Prinzip verwendet werden. Bild 5.12 zeigt den vollständigen Stromlaufplan für einen solchen 6stelligen Uhrenzähler. Dargestellt wurden nur die Zählstufen, nicht die ihren Q-Ausgängen nachzuschaltenden Dekoder und Anzeigeeinheiten (dazu [1]). Ausgangspunkt ist eine Bestückung mit dekadischen Zählern *D 192*. Es lassen sich jedoch in 5 Zählstufen ebensogut die IS-Typen *D 193* verwenden, wenn man für die Zählstufen Sekunden-Einer und Minuten-Einer zusätzliche Diodenbeschaltungen nach Bild 3.3a, b (für $n = 9$, also Dioden an Q_B und Q_D) vornimmt; der entstehende Mehraufwand besteht lediglich in 4 Dioden für den ganzen Zähler. Der Zähler des Stunden-Einers muß in jedem Fall mit *D 192* bestückt werden. Die Abnahme eines Auslöseimpulses für Stundenschlageinrichtungen (Abschnitt 5.1., Bild 5.2a) ist, wie in Bild 5.12 angedeutet, am R-Eingang des Minuten-Zehner-Zählers möglich. Die Zählumfangsverkürzung wurde bei Bild 3.3a bereits erläutert und bedarf keines Kommentars mehr. Um die Uhr nach 0 setzen zu können, verwendet man nicht die Rückstelleingänge R — die für die Zählumfangsverkürzung benötigt werden —, sondern die Voreinstelleingänge V und die Dateneingänge D_A bis D_D. Da sämtliche Dateneingänge an L-Pegel (Masse) liegen, wird beim Schließen der Nullstelltaste Ta0 in sämtliche Zähler eine 0 eingeschrieben.

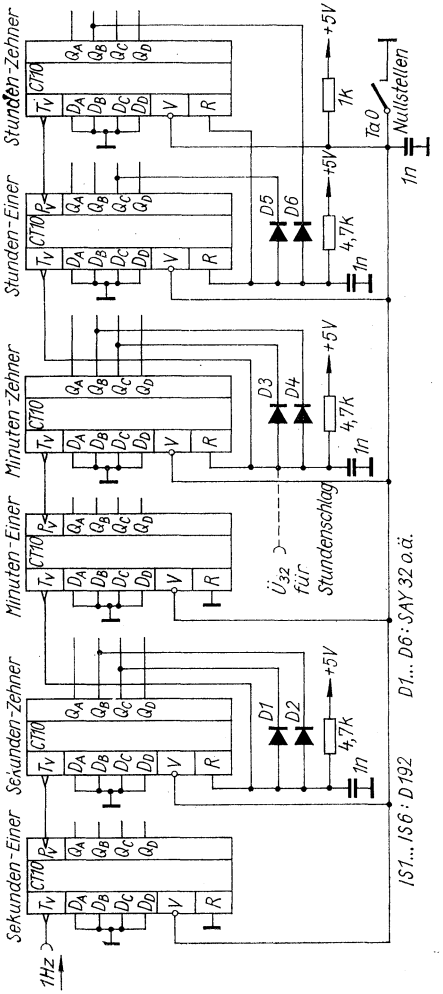


Bild 5.12 Vereinfachte Zählschaltung für 6stellige Digitaluhr

Zu beachten ist die Abnahme des Übertragsimpulses am R-Anschluß (nicht am Übertragsausgang P_V) der mit Dioden beschalteten Zählstufen. Bei *D 193* muß demzufolge auch bei den Einer-

Zählstufen der Übertrag an R statt an P_v abgenommen werden. Eine den Gebrauchswert einer Digitaluhr wesentlich mitbestimmende Eigenschaft ist die Art der Voreinstellmöglichkeit für die Zeitanzeige. Bei einfachen Uhren begnügt man sich mit Nullstellen der Uhr (Ta0; Bild 5.12) und anschließendem Erhöhen des Zeittakts mittels Umschalters von 1 Hz auf z. B. 10, 100 oder 1000 Hz (Schnellvorlauf der Uhr, „Durchwälzen" des Zählers, [1]). Diese nicht sehr komfortable Einstellmöglichkeit hat auch praktische Nachteile, weil beim Umschalten der Zeittaktfrequenz ungewollte Zusatzimpulse durch Kontaktunsicherheiten auftreten können, die dann ein sekundengenaues Einstellen und Starten der Uhr sehr erschweren. Vorwiegend aus diesem Grund sind für Uhrenzähler die voreinstellbaren Zähler-IS *D 192* oder *D 193* vorzuziehen. Mit ihnen lassen sich bei geringem Aufwand exakte Voreinstellungen für jede gewünschte Zeitanzeige vornehmen. Bild 5.13 zeigt den Stromlaufplan einer Schaltung dafür, die zusammen mit der Schaltung nach Bild 5.12 verwendet werden kann. Im Bild 5.13 ist deshalb auszugsweise die Beschaltung der Daten- und Voreinstelleingänge nur für eine einzige Zählstufe dargestellt (die ausgangsseitige Beschaltung entspricht der nach Bild 5.12 oder denen der in [1] angegebenen Zählschaltungen). Vorhanden ist (für alle Zählstufen gemeinsam) ein einziger „Lade-

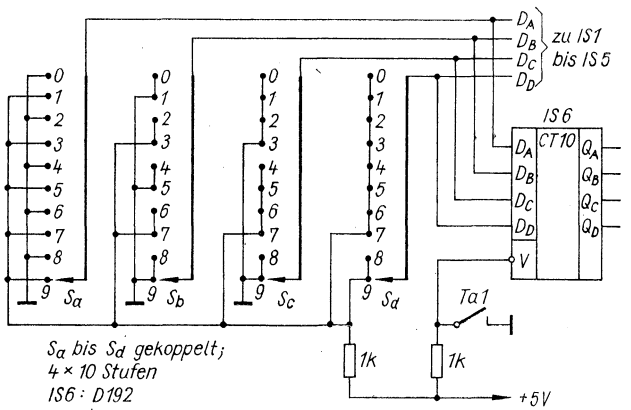


Bild 5.13 Voreinstellmöglichkeit der einzelnen Zählstellen für Digitaluhren. Auch zusammen mit Bild 5.12 anwendbar

schalter" S_a bis S_d (4 × 10 Stufen), dessen 4 Schaltebenen entsprechend dem BCD-Kode ([1]) belegt sind. Die Dateneingangsleitungen D_A, D_B, D_C, D_D aller Zählstufen sind parallelgeschaltet; im Bild 5.13 ist nur IS6 des 6stelligen Zählers dargestellt. Statt einer gemeinsamen Nullstelltaste (Ta0; Bild 5.12) erhält jetzt jede Zählstufe eine eigene Ladetaste Ta1, für die sich z. B. Mikrotaster sehr gut eignen. Die Taster können direkt unter den Ziffern der Uhr oder — zusammen mit dem Ladeschalter — an der Rückwand angeordnet werden. Die Uhr kann man bei dieser Schaltung auch im laufenden Betrieb stellen. Mit S_a bis S_d, der mit „0 bis 9" beschriftet ist, wird die gewünschte Ziffer gewählt und diese anschließend durch kurzes Schließen von Ta1 in die gewünschte Anzeigestelle eingeschrieben. Um ein Springen bereits voreingestellter Anzeigen zu vermeiden, empfiehlt sich dabei die Reihenfolge des Einstellens vom Sekunden-Einer in Richtung zum Stunden-Zehner. Da der betreffende Zähler blockiert wird (nicht auf seinen Eingangszähltakt anspricht), solange Ta1 geschlossen ist, kann man Ta1 des Sekunden-Einers gleichzeitig auch zum zeitzeichengenauen Starten der Uhr verwenden. In diesem Fall hält man Ta1 so lange geschlossen, bis z. B. die Rundfunk- oder Fernseh-Zeitangabe mit der voreingestellten Uhrzeit übereinstimmt. Sobald Ta1 des Sekunden-Einer-Zählers geöffnet wird, läuft die Uhr an. Ist eine mögliche Zeitdifferenz von maximal 1 s zulässig, so braucht der Oszillator oder Frequenzteiler der Uhr nicht gestoppt zu werden; der Zeittakt kann dann ständig durchlaufen. Die mögliche Unsicherheit von 1 s rührt in diesem Fall von dem Umstand her, daß es sich nicht vorherbestimmen läßt, wann nach Öffnen von Ta1 des Sekunden-Einer-Zählers der 1. vom Frequenzteiler abgegebene 1-Hz-Impuls eintrifft. Besondere Entprellschaltungen für die Ta1-Kontakte sind nicht erforderlich. Vorteilhaft für den Aufbau ist, daß alle der Voreinstellung dienenden Leitungen lediglich Gleichspannung führen und daher unkritisch sind. In Extremfällen (starke Störeinflüsse oder lange Zuleitungen zu den Tasten Ta1) können vorsorglich parallel zu allen Ta1 noch Kondensatoren (1 bis 3 nF) gelegt werden, um ein ungewolltes Öffnen der Ladeeingänge V durch externe Störspitzen auszuschließen.

6. Zusatzgeräte für Zählfrequenzmesser

Die nachfolgend beschriebenen Baugruppen wurden als Zusatzgeräte insbesondere zu dem in [1] beschriebenen TTL-Zählfrequenzmesser konzipiert. Sie können, wenn vorhandene Zählfrequenzmesser die entsprechenden Meßmöglichkeiten bzw. Anschlußpunkte aufweisen, auch für andersartige Geräte benutzt werden. Die Mustergeräte zu den folgenden Schaltungen wurden als externe Bausteine in Tastkopfform aufgebaut. Sie werden über eine mehrpolige Leitung und über einen Adapterstecker an den in [1] beschriebenen Zählfrequenzmesser angeschlossen, der zu diesem Zweck einen Adapteranschluß erhielt, auf dem die notwendigen Verbindungen zur Schaltung des Zählfrequenzmessers herausgeführt sind. Der im Abschnitt 6.1. beschriebene universelle AD-Wandler kann dabei wiederum eingangsseitig erweitert werden und läßt sich dann beispielsweise zusammen mit dem Zählfrequenzmesser als Digitalmultimeter verwenden. Der Amateur kann sich entsprechende Kombinationen selbst zusammenstellen. (Für ein Digitalmultimeter wird z. B. einem guten MOSFET- oder Transistor-Voltmeter in Brückenschaltung, dem an Stelle des Zeigermeßwerks der AD-Wandler nach Abschnitt 6.1. folgt, ein Zählfrequenzmesser nach [1] nachgeschaltet.) Derartige Gerätekombinationen haben für den Amateur außerdem den Vorzug, mit einem Minimalaufwand an Baugruppen die verschiedenen Meßverfahren realisieren zu können, wobei der — aufwendige, aber universell nutzbare — Zählfrequenzmesser das „Herzstück" der jeweiligen Gerätekombination ist. Da Zählfrequenzmesser heute auch für die Amateurwerkstatt kein Luxus mehr sind (sie haben eine ähnliche Schlüsselfunktion wie z. B. der Oszillograf), bietet sich deren Einsatzbereichserweiterung durch entsprechende Zusatzgeräte an.

6.1. Universeller Analog/Digital-Wandler (AD-Wandler)

AD-Wandler haben die Aufgabe, eine analoge Eingangsgröße (Spannung, Strom) in eine der Eingangsgröße streng proportio-

nale, digitale (oder mit digitalen Schaltungen auswertbare) Ausgangsgröße umzuwandeln. Auf die zahlreichen dafür bekannten Prinzipien und Schaltungslösungen kann hier nicht eingegangen werden. Aus den vielen Veröffentlichungen zu diesem Thema sei nur [12] erwähnt, in der eine Übersichtsdarstellung der wesentlichsten Varianten und ihrer Realisation zu finden ist; zahlreiche weitere Beiträge zu dieser Thematik findet der Amateur in den Jahrgängen der Fachzeitschriften *radio-fernsehen-elektronik* und *FUNKAMATEUR* sowie in ausländischen Fachzeitschriften. Für den Amateur eignet sich vorzugsweise das Prinzip des *Spannungs-Frequenz-Wandlers* (*U/f*-Wandler), bei dem eine Eingangsspannung in eine ihr proportionale Frequenz überführt wird. Günstig sind AD-Wandlertypen, die mit $U_e = 0$ am Ausgang $f = 0$ ergeben und bei Eingangsspannungen von $U_e = 1$ V eine Ausgangsfrequenz von größenordnungsmäßig 10 kHz aufweisen. Der Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Ausgangsfrequenz wird als *Wandlerfaktor* bezeichnet; bei der nachfolgend beschriebenen Variante beträgt er 10 Hz/mV. Die Ausgangsfrequenz kann mit dem Zählfrequenzmesser ([1] o. ä.) bestimmt werden, wobei man die Meßzeit mit 0,1 s wählt. Die Anzeige des Zählfrequenzmessers entspricht dann unmittelbar der Wandlereingangsspannung in mV, so daß man die Eingangsspannung des Wandlers in mV ohne Umrechnung am Zähler ablesen kann. An die Genauigkeit (Linearität) und den Meßumfang (kleinste und größte verarbeitbare Eingangsspannung) — insbesondere auch an die Nullpunktkonstanz — müssen sehr hohe Anforderungen gestellt werden, wenn der Wandler für den praktischen Einsatz als Meßmittel in Werkstatt und Amateurlabor tauglich sein soll. Der Amateur wird diesbezüglich Kompromisse zwischen Aufwand und Genauigkeit schließen müssen. Bild 6.1 zeigt den Gesamtstromlaufplan eines unter diesen Gesichtspunkten optimierten AD-Wandlers, dessen Genauigkeit im wesentlichen von der Qualität der verwendeten Bauelemente und vom sorgfältigen Aufbau und Abgleich abhängt. Ein universeller Wandler für Werkstattzwecke soll außerdem einen hinreichend hochohmigen Eingangswiderstand aufweisen, für Spannungen beider Polaritäten (auf Masse bezogen) und für Wechselspannungsmessungen geeignet sein. Der Wandler nach Bild 6.1 wurde deshalb mit einem eingangsseitig hochohmig arbeitenden Präzisionsgleichrichter und einer Vorzeichenanzeige ausgestattet. Die Funktions-

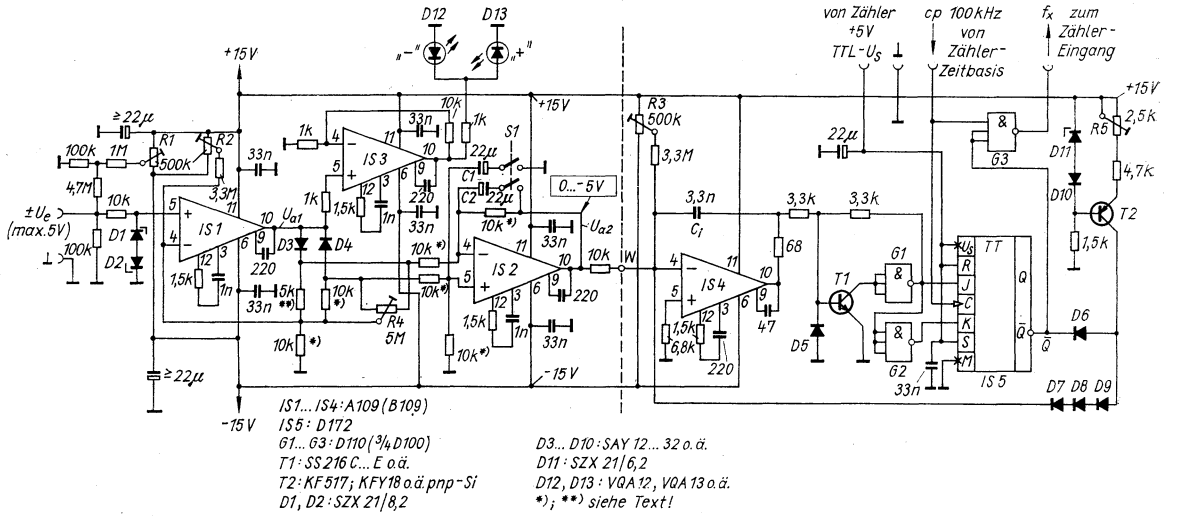


Bild 6.1 Universal-AD-Wandler

weise des Präzisionsgleichrichters (IS1, IS2) ist eingehend in [13] dargestellt. Generell liegt die Problematik derartiger Gleichrichter darin, daß bereits sehr kleine Eingangswechselspannungen im Bereich weniger Millivolt — die noch etwa 2 Größenordnungen unter der Diodenschwellenspannung liegen, bei der Gleichrichterdioden erst öffnen, jedoch noch nicht linear arbeiten! — sehr genau linear gleichrichten müssen. Man benutzt deshalb hochverstärkende Differenzverstärker (IS1), in deren Gegenkopplungszweig die Gleichrichter (D3, D4) liegen. Solange die Dioden nicht öffnen, tritt die Leerlaufverstärkung von IS1 auf, die so groß ist, daß bereits bei Eingangsspannungen $U_e < 1$ mV die Diodenschwellenspannung überschritten wird. Durch die Gegenkopplung von IS1 reduziert sich nunmehr die Verstärkung von IS1 auf $V_u \approx 2$ ([13]) bei weiter steigender Eingangsspannung. Die Nichtlinearität der Diodenkennlinien in Nähe der Schwellenspannung wird dadurch eliminiert, der Gleichrichter arbeitet bereits ab maximal 1 mV (der kleinsten mit dem nachfolgenden Zähler darstellbaren Spannung) aufwärts exakt linear. Beide Halbwellen der OPV-Ausgangsspannung werden mit D3 und D4 getrennt gleichgerichtet, wobei die positive Halbwelle am invertierenden, die negative Halbwelle am nichtinvertierenden Eingang von IS2 zur Wirkung kommt. IS2 arbeitet somit für beide Halbwellen im Gleichtakt und gibt — unabhängig von der Eingangsspannungspolarität — an seinen Ausgang stets eine negative Spannung U_{a2} an den Eingang des eigentlichen Wandlers (beginnend mit Anschlußpunkt W) ab. Dagegen ist das Vorzeichen der Ausgangsspannung U_{a1} von IS1 ($U_{a1} = 0$ bei $U_e = 0$) stets gleich dem Vorzeichen der Eingangsspannung U_e. IS3 steuert die Vorzeichenanzeige. Der Ausgang dieses OPV speist die antiparallel geschalteten Leuchtdioden D12 (leuchtet auf bei $-U_e \geqq 0{,}5$ mV) und D13 (leuchtet auf bei $+U_e \geqq 0{,}5$ mV). Wenn U_e eine Wechselspannung ist, leuchten demzufolge D12 und D13 (scheinbar) gleichzeitig auf.

Die Gesamtschaltung gliedert sich in die Funktionsgruppen Präzisionsgleichrichter mit hochohmigem Eingang (IS1, IS2), die dazugehörende Vorzeichenanzeige (IS3, D12, D13) und den eigentlichen AD-Wandler, bestehend aus IS4 und IS5 mit T1, T2, D5 bis D11 und G1 bis G3.

Die Eingangsdaten dieses vom Autor inzwischen über mehrere Jahre mit gutem Erfolg benutzten Wandlers nach Bild 6.1 sind: Eingangsspannungsbereich 0 bis $\pm 5{,}0$ V Gleichspannung bzw.

$U_{\text{eff}} = 0$ bis 3,5 V Wechselspannung; Eingangswiderstand etwa 100 kΩ; Frequenzbereich bei Wechselspannungsbetrieb (für Meßfehler $\leq 0{,}1\% \pm 1$ digit) 30 Hz bis 17 kHz (für höhere Eingangsfrequenzen sind die dem Amateur verfügbaren OPV-Typen nicht geeignet; mit ausgewählten Exemplaren des *B 109* konnten experimentell etwa 35 kHz erreicht werden). Die Übersteuerungsgrenze (Beginn der Nichtlinearität) liegt bei $U_e \approx 5{,}2$ V. Praktisch muß man also Meßwerte (Zähleranzeigen) von mehr als 5,0 V als Übersteuerung (und als mit starkem Fehler behaftete Anzeige) bewerten; die Eingangsspannung U_e muß dann mit genau bemessenem Spannungsteiler entsprechend reduziert werden. D1, D2 schützen den OPV-Eingang vor Beschädigung durch zu hohe U_e-Werte. Um Nullpunktkonstanz sowohl bei offenem U_e-Eingang bzw. hochohmigen Quellen als auch bei niederohmigen U_e-Quellen (Kurzschlußfall an U_e) zu erreichen, ist eine doppelte Offsetkompensation ([8]) erforderlich, auf die später noch näher eingegangen wird (R1, R2). Einzelheiten zu Funktion und Betriebsarten, Kompensationen usw. für die hier verwendeten OPV *A 109* (vorteilhafter: *B 109*; für IS3 genügt jedoch schon der äquivalente Basteltyp *R 109*) sind aus [8] zu ersehen. Bei der maximalen Eingangsspannung $U_e = 5$ V tritt am OPV-Ausgang bei U_{a1} eine Spannung von ± 10 V auf; die OPV müssen daher mit ± 15 V gespeist werden. Es sei bereits an dieser Stelle erwähnt, daß man sehr gut stabilisierte Speisespannungen benötigt, da ihre Änderungen erheblich in die Kalibrierung (Wandlerfaktor und insbesondere Nullpunkt) eingehen. Für die Gesamtschaltung ist (für den Wandlerteil) als 3. Speisespannung die TTL-Betriebsspannung +5 V notwendig. Man entnimmt alle 3 Speisespannungen vorteilhaft aus dem Netzteil des nachgeschalteten Zählfrequenzmessers, aus dem außerdem die aus dem Quarzfrequenzteiler der Zählerzeitbasis abzuleitende Taktfrequenz cp mit 100 kHz benötigt wird. Sie führt man den Eingängen von IS5 und G3 zu. Der Ausgang G3 ist mit dem f_x-Eingang des — in der Betriebsart „f_x-Messung, Meßzeit 0,1 s" ([1]) zu benutzenden — Zählfrequenzmessers verbunden. Da der Wandlerfaktor mit 10 Hz/mV festgelegt wurde, entspricht somit am Zähler jeder Ziffernschritt 1 mV; die maximale Zähleranzeige kann damit „5000" (mV = 5,0 V) lauten. Höhere Anzeigewerte bedeuten zu hohe U_e-Werte am Wandlereingang und sind damit als ungültig zu bewerten, wobei der Bereich 5000 bis etwa 5200 (mV) als

Sicherheitsbereich anzusehen ist (eine Anzeige $\leqq 5200$ darf also eventuell noch ausnahmsweise verwertet werden).

Zunächst sei der (analog arbeitende) Komplex des Präzisionsgleichrichters (IS1, IS2) betrachtet. Wichtig ist beim Aufbau vor allem, daß alle mit Stern gekennzeichneten Widerstände untereinander bestmöglich wertgleich sind, wobei der Absolutwert ($\approx 10\ \text{k}\Omega \pm 1\ \text{k}\Omega$) weniger kritisch ist. Es empfiehlt sich, entweder Präzisionsmeßwiderstände oder — für den Amateurbereich — vorher genau ausgemessene und gegebenenfalls ausgewählte Exemplare zu verwenden. Der mit 2 Sternen markierte Wert ($\approx 5\ \text{k}\Omega \pm 0{,}5\ \text{k}\Omega$) muß exakt den 0,5fachen Wert der mit einem Stern markierten Widerstände haben, man bildet ihn daher am besten durch Parallelschaltung von 2 ausgemessenen 10-kΩ-Widerständen. Restliche geringe Differenzen können mit R4 ausgeglichen werden. Dieses Widerstandsnetzwerk ist maßgebend für die genaue Übereinstimmung gleicher U_e-Werte mit verschiedenem Vorzeichen ($|+U_e| = |-U_e|$!) und damit für die Meßgenauigkeit. Für Gleichspannungsmessungen wird im allgemeinen S1 geöffnet; die Zähleranzeige folgt dann auch schnellen U_e-Änderungen sofort. Für Wechselspannungsmessungen ist S1 zu schließen, die Elektrolytkondensatoren C1, C2 ergeben dann eine Glättung und *Spitzenwert*anzeige der Wechselspannung. Bei einer Wechselspannungsmessung muß man also beachten, daß der Spitzenwert U_s gezeigt wird; für eine sinusförmige Eingangswechselspannung kann dann aus der Anzeige (U_s) auf den (z. B. vom herkömmlichen Vielfachmesser angezeigte) Effektivwert der Spannung U_{eff} nach der Beziehung

$$U_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_s \text{ bzw. } U_{eff} \approx 0{,}707 \cdot U_s$$

umgerechnet werden (deshalb ist für U_e maximal 3,5 V Effektivspannung zulässig). Für C1, C2 (es soll $C_1 = C_2 \pm 10\%$ eingehalten werden!) muß man einen Kompromiß schließen. 22 μF sind ein Mindestwert; höhere Werte ($\approx 100\ \mu$F) gestatten eine genaue Messung auch noch bei entsprechend tieferen Frequenzen, dann wird jedoch die Aufladezeit (bis zum Erreichen des Zählerendwerts) schon unangenehm lang, was sich bereits bei einer mäßig schnellen Änderung von U_e sehr störend auswirkt.

Das mit einem Stern gekennzeichnete Widerstandsnetzwerk bewirkt eine 2:1-Spannungsteilung ([13]), so daß am IS2-Aus-

gang bei U_{a2} eine Spannung im Betrag der Eingangsspannung (bei Wechselspannung, S1 geschlossen, deren Spitzenwerts), jedoch stets mit negativem Vorzeichen auftritt. Diese Spannung zwischen 0 und −5,0 V wird dem Wandlereingang (W) zugeführt. Eine Funktionsbeschreibung dieses (integrierend nach dem Einschwellenverfahren mit Delta-Modulation arbeitenden) Wandlers muß entfallen, sie ist ausführlich in [12] zu finden. Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß ihre Genauigkeit praktisch nur von der Genauigkeit der Konstantstromquelle (T2 mit D7 bis D11 und R5) abhängt (D10 bewirkt eine Kompensation des Temperaturgangs von T2), jedoch nicht vom Integrationskondensator C_i, dessen Wert und Konstanz daher relativ unkritisch sind. IS4 folgt ein Trigger (T1, G1), der die J-K-Eingänge des JK-FF IS5 (*D 172*) periodisch mit einer von U_{a2} (und damit von U_e) linear abhängenden Frequenz umschaltet. An Eingang C von IS5 liegt die Taktfrequenz cp (100 kHz) des Zählers, die aus dem gleichen Frequenzteiler entstammt wie die interne Zeitbasisfrequenz des Zählers; auf jede Meßperiode (0,1 s) entfallen somit genau 10000 cp-Takte. Zunächst neutralisiert der von T2 über D7 bis D9 fließende Konstantstrom von etwa 1 mA die Ladung auf C_i, die von U_{a2} bewirkt wird. Nach Umschalten des Triggers T1, G1, G2 setzt der nächste eintreffende cp-Takt den FF nach $\overline{Q}$ = L um, womit über D6 der Konstantstrom abgeleitet wird (D7 bis D9 sperren). Es setzt dann eine erneute Aufladung von C_i mit U_{a2} ein, bis der Trigger wieder umschaltet, d. h. $\overline{Q}$ = H wird, womit der Konstantstrom über D7 bis D9 erneut fließt usw. Diese periodische Umschaltung des Flip-Flop geht also um so schneller vor sich, je größer U_{a2} (= U_e) ist. Damit wird G3 periodisch geöffnet und geschlossen, so daß der Zählereingang bei f_x eine zeitweise unterbrochene Folge von 100-kHz-Impulsen erhält, deren Impulszahl im Meßzeitraum des Zählers (0,1 s) exakt dem Betrag von U_e in mV entspricht. Diese stark vereinfachte Funktionserläuterung mag hier zum Verständnis genügen.

Bei gegebenem Wert von U_e hängt die Anzahl der G3 passierenden Zähltakte und damit der angezeigte Wert demzufolge von der Umladegeschwindigkeit von C_i und somit direkt vom Betrag des Konstantstroms ab. Sein Wert — und damit der Wandlerfaktor — läßt sich mit R5 abgleichen. Auf Probleme der Nullpunktkonstanz usw. wird nicht näher eingegangen; sie sind in den abschließend genannten Abgleichhinweisen mit erfaßt. Erwähnt

sei, daß es grundsätzlich möglich ist, am Zähler entweder die Meßzeit für die f_x-Messung mit 1 s statt 0,1 s zu wählen — was sich im praktischen Gebrauch jedoch ungünstig auswirkt — oder die Taktfrequenz cp mit 1 MHz festzulegen. In beiden Fällen wird die Auflösung der Zähleranzeige verzehnfacht ($U_e = 5{,}0$ V ergibt Anzeige 50000), so daß theoretisch U_e noch auf $\pm 0{,}1$ mV genau ablesbar wäre. Praktisch hat das wegen der restlichen Ungenauigkeit des AD-Wandlers — die bei sorgfältigem Abgleich auf etwa $\pm 0{,}05\%$ $\pm$ 1 digit gebracht werden kann, was mit $U_e = 5{,}0$ V immerhin noch einem Meßfehler von ± 3 bis 4 mV entspricht, womit die letzte angezeigte Ziffer keine Aussagekraft mehr hat! — keinen Wert. Der Amateur sollte dabei auch bedenken, daß es mit seinen Mitteln ohnehin schwierig ist, für die Erstkalibrierung hinreichend genau bekannte U_e-Werte bereitzustellen. Eine übersteigerte Genauigkeitsforderung an derartige AD-Wandler hat für den Amateur auch deshalb wenig Sinn.

Der eigentliche Wandlerteil (ab Anschlußpunkt W) kann auch für andere Anwendungszwecke (Bild 6.2, Abschnitt 6.2.) genutzt werden. Will der Amateur beide Schaltungen (vollständigen AD-Wandler und Temperaturmesser nach Bild 6.2) aufbauen, so kann dafür gegebenenfalls bei W (Bild 6.1) ein 1poliger Umschalter eingefügt und dann auf den nochmaligen Aufbau eines 2. Wandlerteils für die Schaltung nach Bild 6.2 verzichtet werden.

Für die Stromversorgung des AD-Wandlers kann man auch einen eigenständigen Netzteil, der sehr gut stabilisiert sein muß, vorsehen. Schaltungen dafür sind unter anderem in [1] angegeben; auch die Schaltung nach Bild 7.12 läßt sich für den AD-Wandler nach Bild 6.1 verwenden.

Bei der Inbetriebnahme und beim Erstabgleich des AD-Wandlers nach Bild 6.1 geht man entsprechend der nachstehenden Anweisung vor. Erforderlich ist in jedem Fall eine im Bereich einiger Millivolt bis 5,2 V einstellbare Spannungsquelle für U_e, wobei der eingestellte U_e-Wert sehr genau bekannt sein muß! Eventuell muß sich der Amateur zu diesem Zweck ein geeignetes Präzisionsvoltmeter (industrielles Digitalvoltmeter, mindestens aber einen einwandfreien Vielfachmesser mit großer, genau ablesbarer Skale!) ausleihen.

Vor Abgleichbeginn werden alle Einsteller R1 bis R5 in Mittelstellung gebracht, S1 ist geöffnet, der Zählfrequenzmesser auf „Frequenzmessung, 0,1 s" eingestellt, cp = 100 kHz.

1. R1, R2 wechselseitig auf $U_{a1} = 0$ einstellen (D12 und D13 erloschen; Feinabgleich zuletzt mit Vielfachmesser im 100-mV-Bereich an U_{a1} vornehmen). Dabei ist wechselseitig R2 bei kurzgeschlossenem Eingang (U_e an Masse), R1 bei offenem U_e-Eingang abzugleichen! Bei exaktem Abgleich darf sich U_{a1} nicht ändern, wenn U_e abwechselnd offengelassen oder auf Masse gelegt wird.

2. R3 auf Zähleranzeige „0" einstellen (Nullpunktabgleich). Dieser Abgleich ist kritisch. Falls der Einstellbereich zu gering ist, kann man den 3,3-MΩ-Widerstand bei R3 vergrößern. R3 muß so eingestellt werden, daß die Zähleranzeige von zunächst hohen Werten abnimmt; R3 soll unverändert bleiben, wenn die Anzeige gerade von „1" nach „0" wechselt und konstant 0 bleibt. (Nicht weiter in Nullrichtung verstellen! Eine über den 1-0-Übergang hinausgehende Verstellung von R3 bewirkt zwar weiterhin die Anzeige 0, sie führt aber zu Meßfehlern im unteren mV-Bereich.) Wenn später Meßungenauigkeiten im U_e-Bereich 10 bis 100 mV (zu geringe Anzeige) auftreten, kann R3 falsch eingestellt sein. R3 wird bei kurzgeschlossenem Eingang (U_e nach Masse gebrückt) abgeglichen.

3. $U_e = +5{,}000$ V anlegen. Mit R5 auf Zähleranzeige „5000" abgleichen (Kalibrierung Wandlerfaktor). Die Einstellung von R5 ist kritisch; bei zu geringem Drehbereich kann ein Feinabgleich mit einem parallel zu R5 gelegten 100-kΩ-Einsteller vorgenommen werden.

4. Den Feinabgleich von R1, R2, wie unter 1. beschrieben, wiederholen; danach den Feinabgleich von R3 entsprechend 2. wiederholen; erforderlichenfalls auch den Feinabgleich von R5, wie unter 3. beschrieben, wiederholen.

5. Abwechselnd $U_e = +3{,}0$ V und $U_e = -3{,}0$ V anlegen (dazu eine erdfreie Spannungsquelle benutzen, provisorisch Akkumulator oder Batterie verwenden; die genaue Spannung ist unkritisch). Mit R4 auf genau gleichen Anzeigewert $|-U_e| = |+U_e|$ abgleichen. Der Absolutwert von U_e ist hierbei uninteressant. In diesem Zusammenhang die richtige Zuordnung der Vorzeichenanzeige-LED überprüfen; bei $-U_e$ muß D12 aufleuchten, bei $+U_e$ D13.

6. Mit R5 Feinabgleich, wie unter 3. beschrieben, wiederholen. Eine anschließende Kontrolle mit $U_e = +5{,}200$ V (Mindestforderung: +5,100 V) muß die Anzeige 5200 (5100) ergeben; U_e

umpolen ($-U_e$ anlegen), es muß der gleiche Wert angezeigt werden. Die zulässige Differenz im Bereich $\pm U_e = 5{,}100$ V darf maximal etwa 0,01 V betragen. (Falls diese Werte nicht zu erreichen sind: Betriebsspannungen +15 und −15 V auf Sollwert überprüfen. Liegt der Sollwert der Spannung an, dann kann eine Datenabweichung bei IS1 oder IS2 bestehen. Notfalls IS wechseln.)

Abschließend Kontrolle: Bei $U_e = 0$ müssen beide Leuchtdioden erloschen sein.

7. $U_e = 0{,}050$ V (50,0 mV) anlegen (umpolen, $+U_e$, $-U_e$ prüfen!). Die Zähleranzeige muß 50 angeben. Ist der Anzeigefehler bei +50 und −50 mV gleichgroß, so muß bei einer Abweichung eine Feinkorrektur mit R3 (!), wie unter 2. beschrieben, durchgeführt werden. Falls der Anzeigefehler bei +50 und −50 mV unterschiedlich ist, wird der Feinabgleich von R4 entsprechend 5. wiederholt. Falls sich dabei für ±50 mV und ±2 bis 3 V unterschiedliche Einstellungen für R4 ergeben, kann ein Diodenfehler (D3, D4) vorliegen. Dioden wechseln. Ursache ist meist ein zu hoher Diodensperrstrom.

8. Abgleichvorgänge 1. bis 7., wenn erforderlich, kontrollieren und eventuell Feinkorrektur vornehmen. Abgleich stets mit R3 beenden!

9. Kontrolle: U_e-Werte +0,05 V; −0,05 V; +5,0 V; −5,0 V abwechselnd anlegen, S1 schließen; Zähleranzeige ablesen, sobald sich ihr Wert nach etwa 10 s nicht mehr ändert. Der angezeigte Wert muß genau mit dem Anzeigewert bei S1 offen übereinstimmen. Bei Abweichung haben C1, C2 Reststromfehler (auswechseln).

10. Kontrolle: Sinuswechselspannung bei U_e anlegen (500 Hz bis 1 kHz, behelfsmäßig 50 Hz); $U_{eff} = 3{,}500$ V, S1 ein. Wert ablesen, sobald sich der Zählerstand nicht mehr ändert. Sollanzeige: „4950" ±1. Bei Abweichung: C1, C2 überprüfen (Kapazitätstoleranz oder Reststromfehler).

11. Kontrolle: Wie unter 10. mit $U_{eff} = 350{,}0$ mV, Anzeigesoll: „495" ±1. Bei Abweichung: C1, C2 prüfen. Wenn eine Abweichung auftritt, jedoch nicht bei Punkt 10., dann D3, D4 gemäß 7. prüfen. Ergibt sich gemäß 7. kein Befund, so D1, D2 abklemmen, gegebenenfalls wechseln (nach Wechsel von D1, D2 gesamten Abgleich erneut überprüfen).

12. Kontrollen nach 10. und 11. durchführen mit Frequenzen im

Bereich von 30 Hz bis 15 kHz. Die Genauigkeit an der unteren Frequenzgrenze kann verbessert werden durch eine Vergrößerung von C_1, C_2 ($C_1 = C_2 \pm 10\%$ einhalten!). Der Nachteil besteht in der längeren Einlaufzeit bis zur stabilen Zähleranzeige; erst dann ablesen! Die Genauigkeit an der oberen Frequenzgrenze hängt von den OPV-Exemplaren ab; sie ist nach Versuch optimierbar mit den Frequenzkompensationskondensatoren an IS2, Anschlüsse 3 und 9.
Abschließend sollen die Grenzfrequenzen für einen als zulässig angesehenen Meßfehler (Abweichung gegen die Bezugsfrequenz von etwa 1 kHz) als geräteeigene Kenngrößen notiert werden. Die Grenzfrequenzermittlung kann mit einem Sinusgenerator geschehen, dessen Ausgangsspannung bei 1 kHz auf Zähleranzeige „1000" eingestellt wird. Bei Sinusgeneratoren unbekannter Qualität muß man zuvor die Konstanz der Ausgangsspannung über den gesamten Frequenzbereich kontrollieren.
Mehrjährige Erfahrungen mit Versuchsmustern dieses AD-Wandlers haben ergeben, daß später im allgemeinen nur ein gelegentlicher Feinnachgleich des Nullpunkts (R3) erforderlich ist — das kann nach 2. ohne zusätzliche Meßmittel geschehen (U_e nach Masse brücken). Die vorstehenden Hinweise sollen außer für den Abgleich auch als Anhaltspunkte für eine eventuelle Fehlersuche dienen.

6.2. Linear digital anzeigender Temperaturmeßzusatz

Der AD-Wandlerteil nach Bild 6.1 läßt sich ab Anschlußpunkt W (Eingang IS4) auch für ein digital anzeigendes Thermometer nutzen. Derartige Geräte sind in Werkstatt und Amateurlabor beispielsweise zur Messung von Bauelementetemperaturen (Transistorgehäuse, Kühlkörper) notwendig. Gemäß Bild 6.1 entfällt der Präzisionsgleichrichter mit IS1 bis IS3, an deren Stelle wird bei W (Bild 6.1) die Schaltung nach Bild 6.2 angeschlossen. Als Temperaturfühler dient ein Transistor T1, der als Diode geschaltet ist. Dieser Transistor soll einen exakt linearen Zusammenhang zwischen Kristalltemperatur und zugehöriger Basis-Emitter-Schwellenspannung haben. Dem entspricht am ehesten der Transistortyp *SF 240*, jedoch lassen sich auch andere npn-Si-Transistoren (vorzugsweise solche in Miniplastgehäuse; bei Metallge-

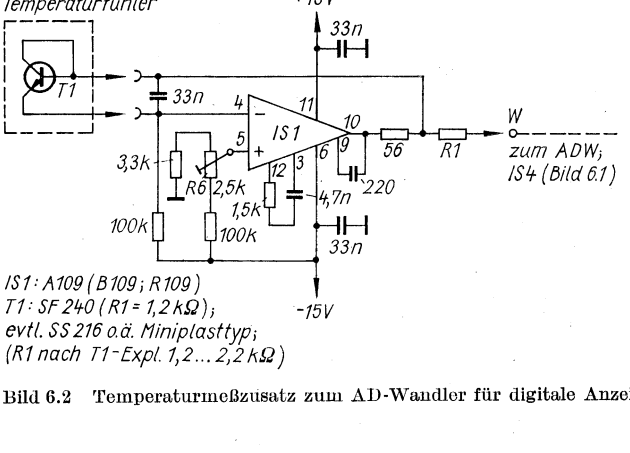


Bild 6.2 Temperaturmeßzusatz zum AD-Wandler für digitale Anzeige

häuse darf dieses keinen Kontakt mit dem Transistorkristall haben! Typen mit am Gehäuse liegendem Kollektor sind ungeeignet!) verwenden. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} eines Transistors ändert sich bei Temperaturanstieg um etwa −2 mV/K. Dieser Wert ist allerdings typen- und (in geringerem Maße) exemplarabhängig, er beträgt z. B. beim *SF 240* nur −1,2 mV/K. Deshalb ist der Wert von R1 (Bild 6.2) gegebenenfalls je nach dem für T1 verwendeten Typ abzuändern.

T1 liegt im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers IS1 (Bild 6.2), so daß dessen Ausgangsspannung stets um den Betrag $U_{BE\,T1}$ positiver ist als die Spannung am invertierenden Eingang 4, die wiederum gleich der am nichtinvertierenden Eingang 5 angelegten Referenzspannung von R6 ist. Der OPV sorgt gleichzeitig dafür, daß T1 im gesamten Meßbereich mit stets gleichbleibendem Basis- und Kollektorstrom und extrem geringer Verlustleistung betrieben wird, so daß alle Betriebsparameter von T1 konstant gehalten werden. Die einzige variable Größe ist die Temperatur von T1, die Änderung von $U_{BE\,T1}$ hängt daher nur von der Temperatur des Transistors ab. Es sei angenommen, daß U_{BE} für eine T1-Temperatur von 0 °C z. B. 0,6 V betrage. R6 wird auf −0,6 V an Eingang 5 von IS1 eingestellt. Die Ausgangsspannung des OPV an R1 ist in diesem Fall 0. Wird T1 erwärmt, so sinkt U_{BE} um z. B. −1,2 mV/K. Durch R1 fließt daher ein

negativer Eingangsstrom für den nachfolgenden Wandler, dessen Betrag direkt der Temperatur von T1 in °C proportional ist. R1 sorgt für die Grobfestlegung des richtigen Wandlerfaktors; sein Wert in kΩ entspricht direkt dem Temperaturkoeffizienten von $U_{BE\,T1}$ in mV/K. Damit wird erreicht, daß der nachfolgende Wandler und Zähler die Temperatur 100 °C von T1 mit der Anzeige 1000 wiedergeben, d. h., man erhält eine 1/10-°C-Anzeige. Auf die Anzeige 0 bei der Temperatur 0 °C (schmelzendes Eiswasser verwenden) wird mit R6 abgeglichen. Den Bereichsendwert (100 °C oder ähnlicher Wert; Vergleichsthermometer!) gleicht man mit R5 (Bild 6.1) ab. Sollen die Schaltungen nach Bild 6.1 und Bild 6.2 kombiniert werden, so sieht man bei W (Bild 6.1) einen 1poligen Umschalter vor, der zwischen U_{a2} mit 10 kΩ (Bild 6.1) und R1 (Bild 6.2) umschaltet. Da sich der Amateur dann bei der Kalibrierung von R5 nach den in Abschnitt 6.1. angegebenen Belangen richten muß, legt man in diesem Fall R1 (Bild 6.2) als Einstellwiderstand (zweckmäßig Festwert 1 bis 1,6 kΩ in Serie mit Einstellwiderstand 1 kΩ) aus, mit dem dann die Kalibrierung nahe 100 °C erfolgt. R5 (Bild 6.1) muß dabei *zuvor* exakt abgeglichen worden sein. IS1 (Bild 6.2) erfordert sehr gut stabilisierte Betriebsspannungen, da ihr Wert über R6 in die Kalibrierung eingeht. Die Temperaturmeßeinrichtung mit T1 kann im Bereich 0 °C bis maximal etwa 120 °C benutzt werden; Versuchsmuster arbeiteten exakt linear bis zu (vom Transistorhersteller für die Gehäuse schon nicht mehr zugelassenen) Temperaturen um 150 bis 160 °C.

Wird die Einrichtung ausschließlich als Zählfrequenzmesserzusatz für Temperaturmessungen ausgelegt (ohne IS1 bis IS3; Bild 6.1), so kann auf R3 (Bild 6.1) verzichtet werden; dessen Funktion wird von R6 (Bild 6.2) miterfüllt. R1 (Bild 6.2) setzt man als (gegebenenfalls nach T1-Typ grob erprobten) Festwert ein. Die Gesamtschaltung wird dann relativ einfach und hat lediglich die Abgleichpunkte R6 (Bild 6.2) für den Abgleich bei 0 °C und R5 (Bild 6.1) für die Bereichskalibrierung bei etwa 100 °C. Der Nullpunkt läßt sich abgleichen, indem man den Temperaturfühler mit T1 in eine Eis-Wasser-Schmelze einbringt; R6 ist mit Sorgfalt so einzustellen, daß die Zähleranzeige gerade von 1 nach 0 wechselt (jedoch R6 nicht weiter in Nullrichtung verstellen, als notwendig, denn sonst wird der Meßbereich knapp oberhalb von 0 °C unterdrückt, und es ergeben sich Fehler bei der Kali-

brierung). Danach kalibriert man R5 (Bild 6.1; bei der Kombination mit der Gesamtschaltung jedoch Kalibrierung mit R1; Bild 6.2), wozu der Temperaturfühler in sprudelnd siedendes Wasser eingebracht wird. Dafür ist ein Vergleichsthermometer erforderlich, da Wasser je nach Orts- und Wetterlage (Luftdruck — Barometerstand) bereits bei etwa 96 bis 99 °C siedet — es kann also nicht auf eine „angenommene" Temperatur von 100 °C kalibriert werden! Man stellt mit R5 bzw. R1 demzufolge auf die am Vergleichsthermometer abgelesene Anzeige (z. B. für 98 °C auf Zähleranzeige 980) ein. Abschließend ist nochmals die Kalibrierung bei 0°C zu kontrollieren und gegebenenfalls zu korrigieren. Weitere Vergleichstemperaturen sind nicht erforderlich; die Anzeige ist im gesamten Bereich streng linear, wenn T1 einwandfrei ist. Linearitätsfehler, die z. B. zwischen 0 und 100 °C als Abweichung zwischen Zähleranzeige und Vergleichsthermometer auftreten, können ihre Ursache nur in einem ungeeigneten T1-Exemplar (oder ungenauen Vergleichsthermometer) haben. Für genaue Kontrollen im Bereich um 40 °C eignen sich z. B. Fieberthermometer als verläßliche „Vergleichsnormale" recht gut.

Die Zuleitung zu T1 ist unkritisch und darf einige Meter lang sein, sie muß aber eine zuverlässige Isolierung haben. Dafür kann handelsübliches Abschirmkabel (Diodenkabel) empfohlen werden. Die Abschirmung läßt sich für den Basisanschluß von T1 verwenden, so daß ein 1adriges Kabel genügt.

Der Temperaturfühler soll, um möglichst punktförmig an kleinen Objekten messen zu können, sehr schlank und handlich ausgeführt werden. Bewärt hat sich das Aufsetzen von T1 auf die Stirnseite eines Glasröhrchens, dessen Außendurchmesser etwa T1 entspricht, wobei die T1-Zuleitung an T1 angelötet und durch das Röhrchen (das als Tastgriffel dient) gezogen wird. T1 klebt man auf das Glasrohr mit etwas Epoxidharzkleber *EP 11* wasserdicht auf (Teile zuvor sorgfältig mit einem geeigneten Lösungsmittel entfetten!), wobei der Kleber so weit in das Röhrchen einfließen soll, daß auch die freiliegenden Anschlußstellen von T1 und die Kabelenden mit umschlossen werden. Die Kabelaustrittsstelle kann man mit etwas Silikonkautschuk *Cenusil* elastisch versiegeln. Der so aufgebaute Temperaturfühlergriffel eignet sich auch für Messungen in Flüssigkeiten.

Das Gehäuse von T1 wird mit dem zu messenden Objekt stets in direkten thermischen Kontakt gebracht; bei Messungen z. B.

an Bauelementoberflächen kann man mit einem Öl- oder Silikontropfen als Wärmeleiter am Temperaturfühler den thermischen Kontakt herstellen. Die thermische Trägheit der für T1 in Betracht kommenden Miniplasttransistoren ist so gering, daß sich bereits nach wenigen Sekunden Meßzeit eine stabile Anzeige ergibt. Die Eigenerwärmung von T1 kann bei der gewählten Dimensionierung vernachlässigt werden, da in T1 nur eine Verlustleistung von maximal etwa 0,1 mW entsteht, diese außerdem im gesamten Meßbereich konstant bleibt und in die Kalibrierung eingeht.
Einrichtungen nach dem hier gezeigten Prinzip können auch ohne Zählfrequenzmesser aufgebaut werden (siehe Abschnitt 7.3.).

6.3. Linear digital anzeigender Kapazitätsmeßzusatz

Für Werkstattzwecke ist oft eine direktanzeigende Kapazitätsmeßeinrichtung mittlerer Genauigkeit erwünscht, mit der man Kapazitäten möglichst einfach messen kann. Die Schaltung nach Bild 6.3 eignet sich als Zusatzgerät zu einem Zählfrequenzmesser, der dabei in der Betriebsart „Periodendauermessung" mit der Meßzeitbasis 1 μs (1-MHz-Vergleichsfrequenz) zu verwenden ist. Der Vorteil der Schaltung nach Bild 6.3 besteht darin, daß die zu messende Kapazität C_x 1polig an Masse liegt und dadurch der

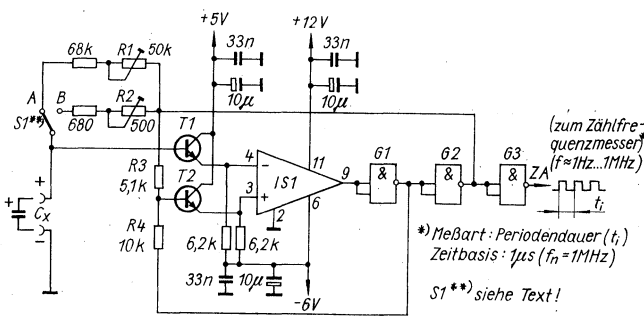


Bild 6.3 Kapazitätsmeßzusatz zum Zählfrequenzmesser

Einfluß von Streu- und Erdkapazitäten kontrollierbar bleibt. Dadurch ist z. B. auch die Kapazitätsmessung an verlegten Abschirmkabeln u. ä. möglich, bzw. der zu messende Kondensator braucht nicht 2polig von der ihn umgebenden Schaltung abgetrennt zu werden.

Das Meßprinzip beruht auf einer Kippschaltung mit C_x als frequenzbestimmendem Kondensator, die so ausgelegt ist, daß zwischen erzeugter Frequenz und C_x Proportionalität besteht. Bei ZA hinter G3 wird der Eingang des Zählfrequenzmessers angeschlossen. Dieser mißt die Zeitdauer einer Schwingungsperiode t_i. Da t_i proportional mit C_x ansteigt, kann durch geeigneten Schaltungsabgleich dafür gesorgt werden, daß eine Zeitbasiseinheit einem ganzzahligen Betrag von C_x entspricht. Mit S1 (Bild 6.3) läßt sich zwischen den Meßbereichen A ($C_x : t_i = 10$ pF/μs) und B ($C_x : t_i = 1$ nF/μs) umschalten. Mit einem 6stelligen Zähler kann man dann C_x in den Bereichen $C_x \approx 100$ pF bis 10 μF (A) und ≈ 10 nF bis 1000 μF (B) messen. Wird am Zählfrequenzmesser die Zeitbasis mit 10 μs statt 1 μs gewählt, so ergibt sich für die Anzeige der Faktor $C_x \cdot 0{,}1$ (entspricht 10000 μF im Bereich B). Für IS1 wird der Komparator-IS *A 110* verwendet, da die auftretende Schwingfrequenz 1 MHz erreichen kann. Der *A 110* ist außerdem ausgangsseitig TTL-kompatibel und für derartige Anwendungen besser geeignet als die dem Amateur sonst verfügbaren OPV-Typen (*A 109* ist hier ungeeignet!). Ein Nachteil des *A 110* besteht in seinem verhältnismäßig niederohmigen Eingang, der zu Impedanzwandlerstufen (Emitterfolger T1, T2; Bild 6.3) zwingt. Für T1, T2 wäre vorzugsweise ein Zweifachtransistor (*BFY 91* o. ä.) geeignet; wie die Praxis zeigte, genügt es jedoch, für T1 und T2 2 typ- und datengleiche Einzeltransistoren (Miniplasttypen) zu verwenden, wobei bestmöglicher thermischer Kontakt (Temperaturgleichheit) zwischen ihnen Bedingung ist. Man verklebt beide Transistoren mit Epoxidharzkleber *EP 11* Fläche an Fläche; zusätzlich wird die Kombination mit *EP 11* etwa 4 mm dick ummantelt.

Zur Funktionsweise: Sobald C_x angelegt wird, führen zunächst die Basis von T1 und damit der Emitter von T1 L-Pegel, somit haben der Ausgang von IS1 H- und der Ausgang von G2 L-Pegel, womit R4 näherungsweise an 0 V liegt. Mit H-Pegel am Ausgang von G2 stehen am Verbindungspunkt R1, R2, R3 etwa +3 V, so daß sich am Punkt R3, R4, T2 eine Referenzspannung von etwa +2 V

einstellt. Sobald C_x über R1 (oder R2) und S1 auf den Wert der Referenzspannung aufgeladen ist und die Basisspannung an T1 die Referenzspannung übersteigt, schalten IS1 und die Gatter um. Dadurch erhält Ausgang G1 H- und G2 L-Pegel, womit nunmehr R4 an etwa +3 V und der Punkt R1, R2, R3 an etwa 0 V liegt. Der aus R3, R4 gebildete Referenzspannungsteiler wird daher „umgepolt", am Punkt R3, R4, T2 stellt sich nun eine Referenzspannung von etwa +1 V ein. Gleichzeitig wird C_x über S1, R1 (oder R2) und G2 wieder entladen. Sobald die Spannung an C_x die Referenzspannung von etwa +1 V unterschreitet, schaltet die Anordnung wieder in den Ausgangszustand zurück. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch; die Spannung am Punkt R3, R4, T2 und die Spannung an C_x pendeln zwischen etwa +1 V und ungefähr +2 V. Da sowohl die Aufladung wie die Entladung von C_x und die Ableitung der Referenzspannung für T2 aus den Gatterausgängen erfolgen, kompensieren sich die (IS-temperaturabhängigen) Größen, insbesondere die H-Ausgangsspannungen gegenseitig weitgehend, so daß die Schwingfrequenz mit guter Näherung nur noch von C_x und dem Wert von R1 (R2) abhängt. Auf die — nach den üblichen Ansätzen vorzunehmende — rechnerische Ableitung sei hier verzichtet. Sie ergibt $t_i \approx 1{,}11 \cdot R \cdot C_x$ (R — Wert des entsprechenden über S1 eingeschalteten Widerstandszweigs mit R1 oder R2). Wird R mit $\approx$ 90 kΩ ($\approx$ 900 Ω) bemessen, so erhält man für t_i 1 µs, wenn $C_x = 10$ pF (1 nF). Da der Zählfrequenzmesser in der hier gewählten Meßart t_i in µs anzeigt, läßt sich die Zähleranzeige je nach Stellung von S1 unmittelbar in 10 pF/digit (10 pF/µs, Bereich A) oder in 1 nF/digit (1 nF/µs, Bereich B) ablesen. R1 und R2 werden demzufolge einmalig mit einer bekannten Kapazität bei C_x (etwa 1 µF $\pm$ 1%, geeignet für beide Bereiche) abgeglichen. Die Meßgenauigkeit des Mustergeräts ist innerhalb der im Werkstattbereich vorkommenden Umgebungstemperaturschwankungen besser als 0,5%, was für Werkstattmessungen meist ausreicht. Als Ersatz für hochwertige Präzisionsmeßbrücken ist diese Anordnung allerdings nicht gedacht.

Zu beachten ist, daß auch ohne extern angeschlossenen Prüfling bei C_x die Schaltung bereits mit der unvermeidlichen Verdrahtungsstreukapazität (Verbindungen und Anschlüsse von C_x, S1 usw. gegen Masse) schwingt und diese Streukapazität bei offenem C_x-Eingang angezeigt wird. Eine Kompensation dieses Effekts

wäre nur mit sehr großem Aufwand möglich; beim Messen kleiner Kapazitäten subtrahiert man daher einfacher den vor C_x-Anschluß am Zähler abgelesenen Wert vom C_x-Anzeigewert. Bei größeren C_x-Werten kann die Streukapazität (sie betrug beim Mustergerät etwa 20 pF) vernachlässigt werden. Das hier gewählte Schaltungsprinzip eignet sich aus diesem Grunde auch nicht zum Messen von Kapazitäten, die wesentlich kleiner als 100 pF sind.

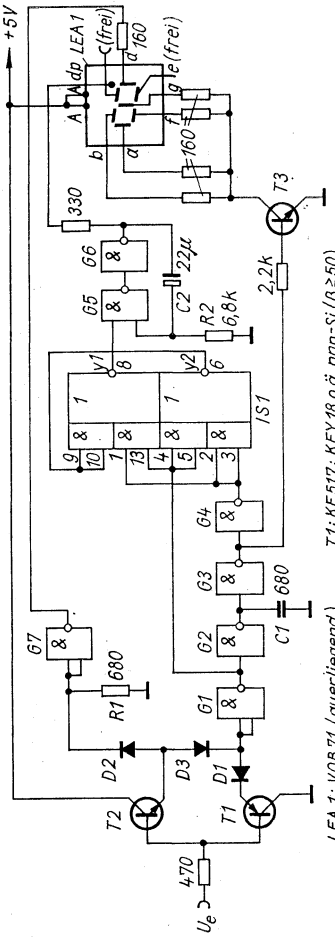
Die Schaltung nach Bild 6.3 kann insgesamt als kleiner, handlicher Tastkopf aufgebaut werden, wobei der C_x-Eingang (S1, T1) und eine Masseklemme als Prüfspitzenanschlüsse auszubilden sind. Der Tastkopf kann über 5adriges Kabel mit aus dem Zählfrequenzmesser gespeist werden (Verbindungen +5 V, +12 V, −6 V, Masse, ZA) und wird in der Praxis unmittelbar am Meßobjekt C_x angelegt. Bezüglich des Verbindungskabels zum Zählfrequenzmesser muß man beachten, daß bei ZA ein TTL-Impulspegel mit Frequenzen bis 1 MHz einwandfrei zu übertragen ist; gegebenenfalls erfordert das eine impedanzangepaßte Leitung oder eine verdrillte (siehe [1], Bild 2.11 und Bild 2.12). Für T1, T2 kann der Amateur auch das inzwischen erhältliche, in der DDR gefertigte Transistorarray *B 340 D* (enthält 4 datengleiche, beliebig verwendbare Einzeltransistoren) verwenden. *B 341 D* ist der — hier gleichermaßen geeignete — rauscharme Paralleltyp zum *B 340 D*. Stifte 4 und 11 des *B 340 D (B 341 D)* sind an Masse zu legen!

7. Einfache Digitalmeßgeräte

Die vorangehend beschriebenen Schaltungen (Abschnitt 6.) sind vorzugsweise als aufwandsgünstige Zusatzgeräte zu einem schon vorhandenen Zählfrequenzmesser bestimmt gewesen. An Hand der folgenden Schaltbeispiele seien Möglichkeiten aufgezeigt, den — für hochwertige Digitalmeßgeräte meist ganz erheblichen — Gesamtaufwand auf ein für den Amateur vertretbares Maß zu reduzieren, indem bei vernünftigen Forderungen an die technischen Daten des Geräts eine bezüglich des Aufwands günstige Schaltungsvariante gewählt wird.

7.1. Logiktester mit Symbolanzeige

TTL-Logiktester wurden in der Vergangenheit bereits in sehr zahlreichen Varianten beschrieben (unter anderem auch in [1]), so daß es eigentlich überflüssig erscheint, dieses Thema nochmals aufzugreifen. Die hier vorgestellte Variante (nach [14]) zeigt, daß es auch bei derartigen Themen noch originelle und für die Praxis sehr interessante neue Lösungswege gibt. Der Logiktester, dessen Stromlaufplan aus Bild 7.1 zu ersehen ist, hat als Anzeigeorgan eine „zweckentfremdet" betriebene, zur Blickrichtung quer liegende (gegenüber der normalen Einbaulage um 90° nach links gedrehte) Lichtemitteranzeige *VQB 71*. Einzelheiten zu diesem Bauelement findet der Leser unter anderem in [5] und [1]. Die Segmente a, b, f, g der *VQB 71* (LEA 1) werden stets gemeinsam eingeschaltet und ergeben die Zifferndarstellung 0 (in gegenüber dem Gewohnten halber Größe!). Das Segment d dient zur Darstellung der Ziffer 1 (≙ I). Mit 0 (≙ L-Pegel) und 1 (I ≙ H-Pegel) werden die logischen Pegelzustände angezeigt. Das d-Segment kann, wenn gleichzeitig der Dezimalpunkt dp eingeschaltet wird, in dieser Einbaulage zum Kleinbuchstaben „i" (≙ Impuls!) ergänzt werden. Bild 7.2 zeigt das Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 7.1, Bild 7.3 gibt eine Übersicht über die bei dieser Anwendung erscheinenden Anzeigebilder. Bei offenem Eingang des Testers (oder mangelhaftem Kontakt mit dem Prüf-



LEA 1: VQB 71 (querliegend)
IS1: D 150
G1 ... G4: D 100
G5 ... G7: D 110 (D 100)

T1: KF 517; KFY 18 o.ä. pnp-Si (B ≥ 50)
T2; T3: SS 216 o.ä. npn-Si (B ≥ 60)
D1: Ge-Diode ! (GA 100 o.ä.)
D2; D3: SAY 12 ... 32 o.ä.

Bild 7.1 Logiktester mit Symbolanzeige

ling!) ist die Anzeige erloschen. L-Pegel (0 V ≙ Masseverbindung, bis etwa 0,7 V) wird mit „0" (logisch 0) angezeigt (2. Zeile im Bild 7.3), H-Pegel mit „I" (logisch 1), beginnend mit etwa 2,1 V (Zeile 3). Interessant ist die Anzeige von am Prüfpunkt vorhandenen Impulsfolgen. Dabei leuchtet stets der Dezimalpunkt (jetzt

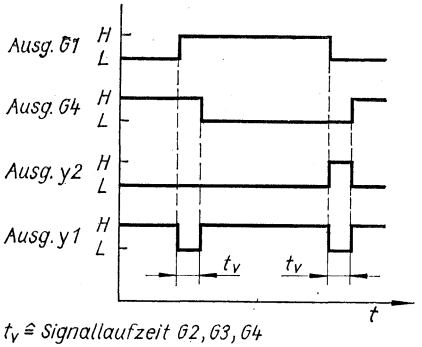


Bild 7.2
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 7.1

Signalform (U_e)	Anzeigebild	Bedeutung
Eing. offen (oder 0,8...2,0V)		Anz. erloschen Verbotener Bereich
(0... 0,7V)	o	L-Pegel (logisch 0)
(2,1...5V)	1	H-Pegel (logisch 1)
⎍⎍	o i	Impulsfolge; ≈ 1:1
⎍⎍	o ·	H-Pulsfolge über L-Pegel
⎍⎍	i	L-Pulsfolge über H-Pegel

Bild 7.3
Impulsanzeigebilder und ihre Aussage bei verschiedenen Eingangssignalen des Logiktesters nach Bild 7.1

„i-Punkt") auf (4. bis 6. Zeile in Bild 7.3). Liegt das Impulstastverhältnis nahe 1:1, so ergibt sich die Anzeige „oi" (4. Zeile), anderenfalls wird entsprechend der vorherrschenden Polarität entweder „o" oder „i" angezeigt. Man kann daher entsprechend den in Bild 7.3 angegebenen Bedeutungen auch die Beschaffenheit der Impulsfolge grob abschätzen.

Interessant ist auch die Funktionsweise insbesondere der Impulsanzeige des Testers. Dafür wird unter anderem der — sonst von Amateuren wenig genutzte — IS *D 150* ([1]) verwendet (IS1; Bild 7.1). Zur Wirkungsweise: Bei U_e liegt an der Tastspitze

(Bauweise als Tastkopf) der zu prüfende Pegel an. Liegt U_e im Bereich von etwa 0,8 bis 2,0 V, so sind T1 und T2 gesperrt, wobei D1, D2, D3 zusammen mit den Basis-Emitter-Schwellenspannungen der Transistoren für die richtigen Ansprechpegelverhältnisse sorgen (aus diesem Grund muß D1 eine Ge-Diode sein! D2, D3 sind Si-Dioden). T1, T2 sind ebenfalls gesperrt, wenn der U_e-Eingang offen ist. G7 „liest" über R1 eingangsseitig L-Pegel, so daß Ausgang G7 H-Pegel erhält und Segment d der LEA1 erlischt (die Segmente c und e bleiben unbenutzt; es kann also auch eine *VQB 71* mit schadhaftem c- oder e-Segment verwendet werden!). Da G1 eingangsseitig auf H-Pegel liegt, führt der G3-Ausgang L-Pegel, T3 ist somit gesperrt, und die für die „o"-Anzeige zuständigen Segmente sind ebenfalls abgeschaltet. Sobald U_e in den Bereich des H-Pegels gelangt, wird über T2, der als Emitterfolger mit hochohmigem Eingang arbeitet, und D2 der Pegel an R1 so weit erhöht, daß der Eingang von G7 H-Pegel erhält. Ausgang G7 schaltet das d-Segment der LEA1 ein, womit „I" (logisch 1) in der Anzeige erscheint. Sobald U_e in den L-Pegelbereich kommt, wird über T1 (Emitterfolger) und D1 der Eingang von G1 an L gelegt, womit die Ausgänge G1 und G3 H-Pegel führen; T3 öffnet und schaltet die für „0" zuständigen Segmente ein.

Interessant ist die Impulsanzeige, die — im Gegensatz zu anderen Schaltungen, z. B. beim Spike-Tester in [1] — die jeweilige Impulsflanke, und zwar sowohl HL- wie auch LH-Flanken anzeigt. Dazu wird aus der Impulsflanke zunächst ein Startimpuls für den Monoflop G5, G6 abgeleitet. Der Monoflop arbeitet ähnlich den herkömmlichen Schaltungen ([1], [3]), ist mit diesen jedoch nicht identisch. Seine zeitbestimmenden Glieder sind R2, C2, wobei R2 so hochohmig ist, daß G5 im Ruhezustand an beiden Eingängen H-Pegel erhält (y1 = H in Ruhe!). Damit führt in Ruhelage auch der Ausgang von G6 H-Pegel, dp der LEA1 ist abgeschaltet. Der Monoflop wird mit einem kurzen L-Impuls an y1 gestartet (siehe Bild 7.2, unterste Zeile). Dabei liegt am Ausgang von G5 H- und am Ausgang von G6 L-Pegel, über C2 wird der 2. Eingang von G5 auf L gehalten (instabiler Zustand), bis C2 aufgeladen ist. Da diese Aufladung mit dem Gattereingangsstrom von G5 erfolgt, wird die Monoflop-Haltezeit vorwiegend durch den Wert von C2 bestimmt; der Wert von R2 hat darauf nur wenig Einfluß und sollte auch aus diesem Grund nicht geändert werden. Für die mit

C2 gegebene Monoflop-Haltezeit hat Ausgang G6 L-Pegel, dp der LEA1 leuchtet auf. Dieser „i-Punkt" leuchtet also mit jeder HL- oder LH-Flanke der Eingangsspannung einmal für die mit dem Wert von C2 festgelegte Zeit auf; bei höheren Pulsfrequenzen scheint dp zu flackern oder ständig zu leuchten, da der Monoflop dann immer wieder ausgelöst wird.

Der Auslöseimpuls für den Monoflop entsteht durch eine (durch die Gatterlaufzeiten und C1 bedingte) Laufzeitverzögerung zwischen Ausgang G1 und Ausgang G4. Angenommen sei bei U_e ein HL-Sprung. Dabei ergibt sich am Ausgang G1 ein LH-Sprung (Bild 7.2), der — mit einer durch G2, C1, G3, G4 bedingten Verzögerung t_v, die im Bereich einiger 10 ns liegt ([1], Bild 4.28) — als nachfolgender HL-Sprung am Ausgang G4 erscheint. Für die Zeit t_v sind damit beide NOR-Eingänge des unteren NOR des IS1 (Stifte 4; 5 und 2; 3) auf H-Pegel. Das bleibt auf y2 ohne Wirkung (siehe Beschreibung des IS *D 150* in [1]). Am oberen NOR führen jedoch für die Zeit t_v die Anschlüsse 1 und 13 zugleich H-Pegel, so daß Ausgang y1 für die Zeit t_v nach L schaltet und den Monoflop startet.

Für die LH-Flanke bei U_e (entspricht HL-Sprung am Ausgang von G1) ergibt sich eine etwas andere Wirkungsweise. Dabei werden für die Zeit t_v beide NOR-Eingänge des unteren NOR-Gliedes gleichzeitig L, womit y2 für die Zeit t_v H wird, was über die Eingänge 9 und 10 des oberen NOR wiederum zu y1 = L führt. Der Startimpuls an y1 für den Monoflop wird also für jeden Pegelsprung der Eingangsspannung U_e mit der Zeitdauer t_v bereitgestellt. Da t_v im Tester fest vorgegeben ist, erfordert dieser Vorgang eine bestimmte Mindestflankensteilheit für den Prüfimpuls (Ausgang G1 muß — siehe Bild 7.2 — H sein, bevor G4 L wird; bei zu flachem Eingangsimpulsverlauf überlappen sich diese Impulsflanken, so daß an IS1 keine Bildung des y1-Ausgangsimpulses möglich ist). Auf unnormal flache Impulsflanken — die außerhalb der für dynamische TTL-Schaltungen vorgeschriebenen Flankenanstiegszeiten liegen — reagiert der Tester daher mit seiner Impulsanzeige nicht. Das kann zum Einkreisen fehlerhafter (verschliffener) Impulsfolgen vorteilhaft sein. Die Mindest-Impulsanstiegszeit am Prüfpunkt, auf die der Tester noch reagiert, läßt sich mit dem Wert von C1 festlegen. Wird C1 fortgelassen, so beträgt $t_v \approx (30 \ldots 45)$ ns; die Flankenanstiegszeit des Eingangsimpulses muß dann unter 20 ns liegen. Mit $C_1 = 1$ nF rea-

giert der Tester noch auf U_e-Anstiegs- und Abfallzeiten um etwa 60 bis 70 ns. Das Aufleuchten des dp der LEA1 bietet damit die Gewähr, daß der getestete Impuls genügend flankensteil zum Ansteuern dynamisch arbeitender IS (z. B. Zähler oder FF mit *D 174*) ist. Für T1, T2 sollten vorzugsweise Schalttransistoren mit kurzen Schaltverzögerungszeiten benutzt werden.

7.2. Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser mit digitaler Anzeige

Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser in herkömmlicher Technik ([1] u. a.) erfordern stets ein Drehspul-Anzeigemeßwerk, dessen nachträglicher Einbau im Fahrzeug mitunter Probleme bereitet und dessen Stoßfestigkeit den Einsatzbedingungen oft nicht genügt. Außerdem ist dieses Meßwerk ein kostspieliges Bauteil. Den gleichen Zweck erfüllt ein digital nach dem Prinzip der Zählfrequenzmessung arbeitender Drehzahlanzeiger, der mit preisgünstigen IS-Basteltypen nicht mehr kostet als herkömmliche Geräte, aber betriebszuverlässiger ist. Bei der im folgenden beschriebenen Schaltung kommt man insgesamt mit 8 IS aus. Für die 2stellige Drehzahlanzeige werden Lichtemitteranzeigen *VQB 71* benutzt. Bild 7.4 zeigt eine mögliche Gestaltung des Anzeigefelds, das sehr platzsparend und auch getrennt vom eigentlichen Meß- und Zählerteil montiert werden kann. Angezeigt wird mit 2 Ziffern LEA1, LEA2 die Drehzahl „U/min · 100", zusätzlich sind 2 einzelne Lichtemitterdioden D3, D4 (für die man zweckmäßig auch die Farben Gelb und Grün wählen kann; die Daten der dafür in Bild 7.5 angegebenen Typen entsprechen den herkömmlichen Typen, z. B. *VQA 12* [5]) vorhanden. Sie signalisieren auffällig bestimmte Drehzahlbereiche und können eventuell auch fortgelassen werden. D4 leuchtet auf im Bereich von 2000 bis 3999 U/min, D3 im Bereich von 4000 bis 5999 U/min. Im Bereich oberhalb von 6000 U/min leuchten beide Lichtemitterdioden. Diese

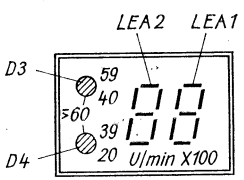


Bild 7.4
Anzeigefeld für den digitalen Kfz-Drehzahlmesser

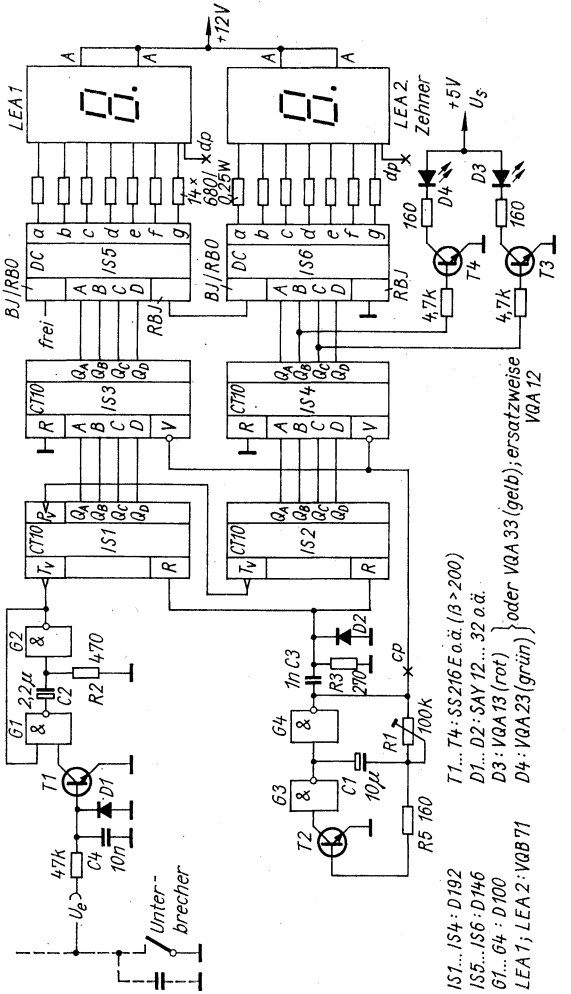


Bild 7.5 Digitaler Kfz-Drehzahlmesser

Zuordnung ist durch den verwendeten Zähler fest vorgegeben. Die normal interessierenden Drehzahlbereiche lassen sich so auch bei flüchtigem Hinsehen gut erfassen. Das gesamte Anzeigefeld nach

Bild 7.4 erfordert nur eine Fläche von etwa 25 mm × 30 mm bei maximal etwa 15 mm Einbautiefe.

Bild 7.5 zeigt den Gesamtstromlaufplan des Zähler- und Anzeigeteils. Meßwert ist die Schaltfrequenz des Unterbrecherkontakts, dem der Eingang U_e parallelgeschaltet wird. T1, D1 wirken als Eingangsimpulsbegrenzer; G1, G2 bilden mit C2, R2 einen Monoflop, dessen Haltezeit unkritisch ist, da er lediglich die Aufgabe hat, ein Unterbrecherprellen zu eliminieren. Am Zähleingang T_v von IS1 steht damit eine Rechteckimpulsfolge mit einer der Drehzahl proportionalen Frequenz an. Da diese Frequenz vom Motortyp her vorgegeben ist, kann eine sinnrichtige digitale Anzeige nur durch eine geeignete (und zwecks Kalibrierung abgleichbare) Festlegung der Frequenzmeßdauer geschehen. Da für diesen Einsatzzweck keine extreme Genauigkeit gefordert wird, läßt sich als Zeitbasisgenerator eine einfache Multivibratorschaltung verwenden, die aus T2, G3, G4, R1, C1 besteht und in [1] näher beschrieben ist. Mit C1, R1 gleicht man die Meßzeitdauer der Motorfrequenz so an, daß sich der gewünschte Zusammenhang zwischen Drehzahl und gleichlautendem Zählergebnis einstellt. Die im Bild 7.5 angegebene Dimensionierung für C1 ist gültig für einen 4-Zylinder-4-Takt-Motor (für andere Motortypen wird C1 entsprechend im Wert geändert). Die Meßzeit für die von Ausgang G2 abgegebenen Impulse muß für diesen Motor bei 0,3 s liegen, um mit einem 2stelligen Zähler die Drehzahl in n · 100 U/min darzustellen. Der Feinabgleich dieser Meßtaktzeit (Kalibrierung der Anzeige auf Sollwert) geschieht einmalig mit R1. Für die Anzeigegenauigkeit ist ausschließlich die Konstanz dieses Taktgebers maßgebend. Bei mehreren Versuchsmustern ließ sich auch mit dieser einfachen Taktgeberschaltung T2, G3, G4 im Umgebungstemperaturbereich zwischen +5 und +65 °C (Montage an geeignetem Ort hinter dem Armaturenbrett realisierbar) eine Meßgenauigkeit unter ±10% der Istdrehzahl erreichen. Da ohnehin nur die letzten 2 Stellen der (eigentlich 4stelligen) Drehzahl angezeigt werden und die Anzeige prinzipbedingt wie bei jedem Zähler in der Einerstelle mit einem möglichen Fehler von 1 digit behaftet ist, besteht für eine aufwendige temperaturkompensierte Taktgeberschaltung keine Notwendigkeit, zumal die Genauigkeit der handelsüblicher Drehzahlmesser nicht wesentlich nachsteht und selbst der in Extremfällen zu erwartende Meßfehler von 10% im Fahrbetrieb kaum Bedeutung hat.

Entsprechend der mit 0,3 s vorgegebenen Meßzeit kann sich der angezeigte Wert (Bild 7.4) maximal dreimal in jeder Sekunde ändern. Das bewirkt einerseits eine genügend ruhige, gut ablesbare, trotzdem auch schnellen Drehzahländerungen noch ausreichend trägheitsarm folgende Anzeigedarstellung, andererseits ist eine ständige Frequenzzählung mit Zwischenspeicherung notwendig. Der Zähler arbeitet 2stellig mit IS1, IS2. Ihm folgen die Zählerstandspeicher IS3, IS4, für die hier aus Gründen einfacherer Schaltungstechnik und einheitlicher IS-Bestückung ebenfalls *D 192* benutzt werden (siehe [1], Bild 4.122), deren Zähltakteingänge nicht angeschlossen oder an $+U_S$ der IS gelegt sind. Während des jeweils 0,3 s dauernden Zählvorgangs (IS1, IS2) halten IS3, IS4 den Zählerstand der vorangegangenen Messung für die Anzeige gespeichert. Den Speicherausgängen folgen mit IS5, IS6 die zum Ansteuern der *VQB 71* (LEA1, LEA2) notwendigen Dekoder-IS. Insoweit bietet die gesamte Zählschaltung gegenüber den in [1] beschriebenen keine Besonderheiten. Am Ausgang von IS4 ergeben sich entsprechend dem jeweiligen Speicher- und Anzeigestand H-Pegel an deren Ausgängen Q_B und Q_C, die gemäß dem BCD-Kode bestimmten Zählerständen fest zugeordnet sind. Sie können in einfacher Weise zum Ansteuern von D4 über T4 und D3 über T3 mitbenutzt werden, die dann in den bei Bild 7.4 schon genannten Drehzahlbereichen aufleuchten.

Bei häufigen Nachtfahrten kann der Wunsch bestehen, die Helligkeit der gesamten Anzeige einstellen zu können. Dafür läßt sich die Schaltung — im Bild 7.5 nicht eingezeichnet — mit einer impulsgetasteten Helligkeitsregelung vervollständigen, wofür die Dekoder IS5, IS6 mit ihren BI/RBO-Anschlüssen geeignete Anschlußpunkte bieten. Die entsprechende Schaltung ist in [1], Bild 4.161 und Bild 4.165, angegeben. Die BI-Anschlüsse von IS5, IS6 werden dabei durch Schalttransistoren gegen Masse geschaltet. Es empfiehlt sich dann, die Emitter von T3 und T4 (Bild 7.5) mit an die BI/RBO-Anschlüsse zu legen, um auch D3, D4 in die Helligkeitseinstellung mit einzubeziehen. Diese Komfortergänzung erfordert nach [1] insgesamt zusätzlich 3 Transistoren und 1 IS *D 100*. Die in Bild 7.5 angegebene Zusammenschaltung der BI/RBO- und RBI-Anschlüsse wird auch dann beibehalten; sie ergibt die in [1] beschriebene Unterdrückung der „vorlaufenden Nullen". Das hat zur Folge, daß die Drehzahl 800 U/min nicht als „08", sondern als „8" erscheint. Bei Drehzahlen unter

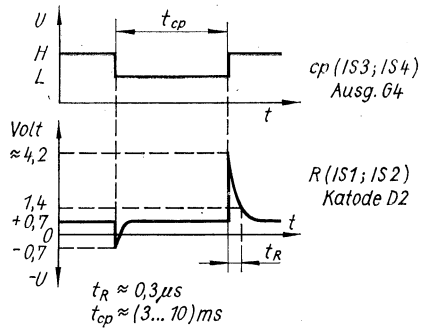


Bild 7.6
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 7.5

100 U/min sind beide Ziffern erloschen. Ist das unerwünscht, so kann die Verbindung BI/RBO (IS6) zu RBI (IS5) aufgetrennt werden. Bei Drehzahlen unter 100 U/min erscheint dann die Anzeige „0".

Die im vorgegebenen Anwendungsfall mögliche Vereinfachung des Zählfrequenzmeßprinzips wird besonders deutlich an der einfachen Schaltung der Ablaufsteuerung. Aus Bild 7.6 ist ihre Funktion zu ersehen. Der Taktgeber gibt am Ausgang G4 jeweils im Abstand von 0,3 s einen kurzen Taktimpuls cp ab, dessen Zeitdauer unkritisch ist und bei 3 bis 10 ms liegt. Zunächst bewirkt die HL-Vorderflanke des cp-Takts (während der Zählzeit liegt der Ausgang von G4 auf H-Pegel) über die V-Eingänge der Speicher IS3, IS4 ein Einschreiben des augenblicklichen Zählerstands und dessen Anzeige. Gleichzeitig differenziert das RC-Glied C3, R3 die cp-Vorderflanke, wobei der negative Impuls an R3 mit D2 abgeschnitten wird. Das bleibt auf die Zähler-Rückstelleingänge (die für Zählbetrieb L-Pegel haben müssen, was durch den Wert von R3 gesichert ist) ohne Wirkung. Nach beendetem Einschreiben des Zählstands in die Speicher werden diese mit der LH-Flanke des cp-Takts wieder verriegelt, gleichzeitig wird die LH-Flanke über C3, R3 zu einem kurzen H-Impuls an den R-Eingängen der Zählstufen differenziert (Bild 7.6). Für die Zeit t_R erhalten die Zähleingänge daher H-Pegel ($t_R \approx 0{,}3\ \mu s$) und setzen sofort auf 0 zurück, so daß unmittelbar nach Abklingen des t_R-Impulses der nächste Zählvorgang beginnt. Die inneren Schaltverzögerungszeiten von IS1 bis IS4 sorgen dabei dafür, daß die Einschreibeingänge (Ladeeingänge V) der Speicher be-

reits zuverlässig verriegelt sind und der gespeicherte Zählerstand erhalten bleibt, bevor IS1, IS2 ihre Q-Ausgänge nach 0 rücksetzen.

Die Betriebsspannung +5 V aller Schaltkreise soll gut stabilisiert sein, um insbesondere die Genauigkeit des Taktgebers nicht zu verschlechtern. Dafür bietet sich die Verwendung des Stabilisator-IS *MAA 723* an. Den Stromlaufplan einer für die Speisung des Drehzahlmessers geeigneten Schaltung zeigt Bild 7.7. Sie entspricht der in [1] angegebenen Schaltung (Achtung! Das Bild 2.30 in [1] ist leider fehlerhaft; es kann entsprechend Bild 7.7 berichtigt werden). Die Daten und Anschlußanlagen des *MAA 723* sind ebenfalls in [1] zu finden. Beachte: Die im Bild 7.7 angegebene Anschlußlage gilt für die TO-Gehäusebauform! Schaltkreise des internationalen Typs *723* in DIL-Gehäuse haben eine andere Anschlußlage. T5 (Bild 7.7) soll mit ausreichender (im Hinblick auf Kfz-Verhältnisse sehr reichlich zu bemessender) Kühlfläche versehen werden, da der Strombedarf des Drehzahlmessers auf der 5-V-Leitung immerhin bis etwa 0,53 A betragen kann. Im Fahrbetrieb ist das vom Leistungsverbrauch her ohne Bedeutung, jedoch wird der 12-V-Eingang (Bild 7.7) deshalb hinter dem Zündschloß angeschlossen und zusammen mit der Zündung abgeschaltet. Zur Entlastung der 5-V-Stabilisierung werden außerdem die Anzeigen LEA1, LEA2 direkt von +12 V gespeist (Bild 7.7), was für IS5, IS6 aus Sicherheitsgründen (mögliche Überspan-

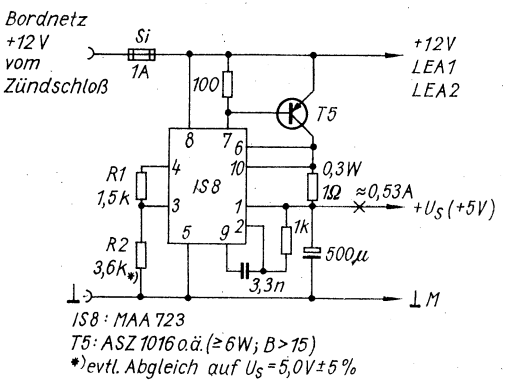


Bild 7.7 Speisespannungsstabilisierung für den Kfz-Drehzahlmesser

nungen im Bordnetz berücksichtigen, sie können kurzzeitig 20 V erreichen) den Typ *D 146* statt *D 147* erfordert. D3, D4 müssen mit von der 5-V-Leitung gespeist werden. Die Speiseschaltung nach Bild 7.7 ist mit Kurzschlußstrombegrenzung ausgerüstet, was jedoch die Sicherung Si nicht überflüssig macht. Die Kalibrierung des Geräts geschieht mit R1 (Bild 7.5) einmalig bei einer bekannten Drehzahl (Vergleich mit Werkstatt-Drehzahlmesser); die für einen Wert kalibrierte Anzeige stimmt dann im gesamten Bereich. Steht kein Drehzahlmesser zum Vergleich zur Verfügung, so kann bei U_e die Netzfrequenz 50 Hz (mit 15 bis 25 V aus einem Netztransformator) angelegt werden. Für den erwähnten 4-Zylinder-4-Takt-Motor wird dann R1 so abgeglichen, daß die Anzeige gerade von „14" auf den Sollwert „15" wechselt; der Wert 15 (korrekt 1500) entspricht dann der geforderten Meßzeit von 0,3 s. Für andere Unterbrecherfrequenzen und Motortypen kann hieraus umgerechnet werden.

7.3. Digital anzeigendes Thermometer

Das nachfolgend beschriebene digitale Temperaturmeßgerät zeigt Temperaturen im Bereich 0 bis 99,9 °C mit 3stelliger Ziffernanzeige an und läßt sich unabhängig von Zusatzgeräten benutzen. Die Meßgenauigkeit ist besser als $\pm 0{,}1$ K, sie wird daher nur durch die gewählte 3stellige Ziffernanzeige auf $\pm 0{,}1$ °C begrenzt. Als Temperaturfühler verwendet man einen mit konstantem Kollektorstrom betriebenen Transistor, was dem in Abschnitt 6.2. beschriebenen Prinzip entspricht. Die temperaturproportionale U_{BE}-Änderung des Fühlertransistors wird mit einem AD-Wandler in eine temperaturproportionale Frequenzänderung umgesetzt, wobei sich ein Wandlerfaktor von 100 Hz/K ergibt. Die Frequenz registriert man mit einem digitalen Zählfrequenzmesser so, daß die Ziffernanzeige direkt die Fühlertemperatur in °C anzeigt. Der Meßwert wird einmal je Sekunde erneuert. Alle im folgenden gezeigten Baugruppen sind gemeinsam in einem Gehäuse untergebracht, an das man den Temperaturfühler über Verbindungskabel anschließt. Das Gesamtgerät ist mit 24 IS bestückt, für die auf die preiswerte Bastlerware zurückgegriffen werden kann.

Prinzip, Aufbau, Typenwahl und Kalibrierung des Fühlertran-

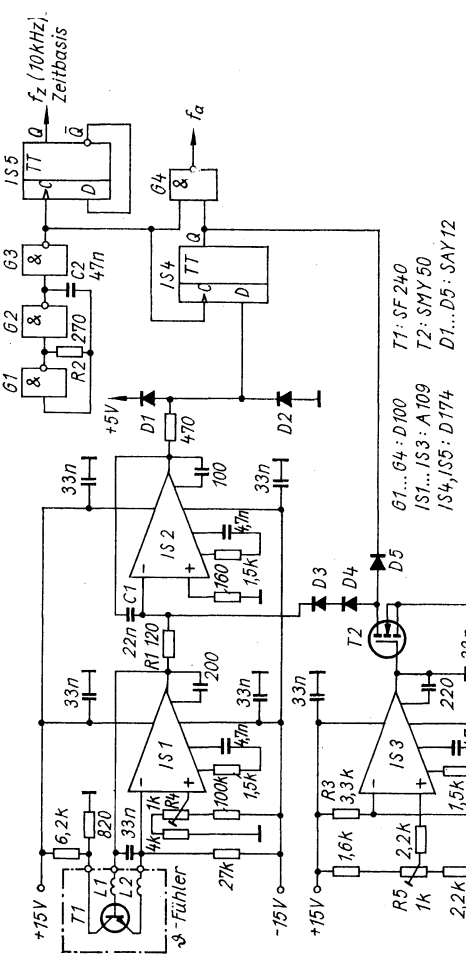


Bild 7.8 Eingangsteil zum Digitalthermometer mit AD-Wandler und Taktfrequenzgenerator (IS 4 und IS 5 sind in *einem D 174* enthalten!)

sistors wurden in Abschnitt 6.2. bereits beschrieben. Für beide Varianten gilt, daß bei eventuellem Defekt und Austausch des Fühlertransistors ein Nachkalibrieren des Geräts erforderlich ist.

Bild 7.8 zeigt den Stromlaufplan des Eingangsteils mit AD-Wandler und Taktfrequenzgenerator. T1 ist der Temperaturfühler,

für den eine von Bild 6.2 abweichende Anschlußweise verwendet wird. Durch sie erhält der Fühlertransistor eine höhere Kollektorspannung (etwa 2 V). Das verbessert etwas die Linearität des Fühlers. Für Amateurzwecke genügt auch die Betriebsweise für T1 gemäß Bild 6.2, die den Vorteil eines einfacheren Aufbaus hat (Kabel 2polig; die nach Bild 7.8 erforderlichen Induktivitäten L1, L2, die direkt am Transistor T1 untergebracht werden müssen, können bei der Schaltung nach Bild 6.2 entfallen). Wird der Fühler gemäß Bild 7.8 geschaltet, so sind zum Schutz gegen HF-Selbsterregung von T1 kleine Ferritperlen (Ringkerne) L1, L2 direkt auf die Anschlüsse von T1 aufzuziehen. An Stelle von Ferritperlen kann man auch die handelsüblichen 10-μH-Ferritkern-Entstördrosseln verwenden, wenn für sie im Fühlergriffel ausreichend Platz vorhanden ist. Störungen durch einstreuende Netzfrequenzen werden durch den zwischen Ausgang und invertierendem Eingang von IS1 geschalteten 33-nF-Kondensator sowie durch das angewendete AD-Wandlerverfahren selbst vollständig unterbunden.

IS1 vergleicht die am Emitter des Fühlertransistors T1 stehende Spannung mit einer an R4 abgegriffenen Referenzspannung. Dadurch wird die Basisspannung für T1 so nachgeführt, daß T1 unabhängig von seiner Temperatur stets konstanten Emitterstrom führt. Für T1 stellen sich $U_{CE} \approx 2$ V und $I_E \approx 0{,}45$ mA als konstante Größen ein. Damit liegt die Ausgangsspannung von IS1 stets um U_{BE} über der an R4 abgegriffenen Referenzspannung. R4 wird so eingestellt, daß die IS1-Ausgangsspannung bei 0 °C Null ist. Mit steigender Fühlertemperatur ergibt sich dann am Ausgang von IS1 eine Spannung mit negativem Vorzeichen und einem Betrag von etwa $-1{,}2$ mV/K für *SF 240* (bis etwa $-2{,}2$ mV/K für andere Miniplasttypen). Diese Spannung dient dazu, über R1 dem AD-Wandlereingang einen temperaturproportionalen Strom zuzuführen, der bei 100 °C 1 mA betragen soll. Der Wandlerteil besteht aus IS2, IS3, IS4, G4 und T2 mit D3 bis D5. Der Wert für R1 richtet sich nach dem für den Fühler benutzten Transistortyp bei T1 (120 Ω für *SF 240*; bei anderen Typen kann sein Wert zwischen 100 und 220 Ω liegen). Eine Grobfestlegung des Werts von R1 genügt, da die genaue Kalibrierung im Wandler mit R5 geschieht.

Der hochgenaue Wandler arbeitet integrierend nach dem Einschwellenverfahren mit synchroner Takterzeugung. Er ist in [12]

beschrieben, deshalb wird auf eine Funktionserläuterung verzichtet. Einer der Vorteile dieses Wandlertyps besteht darin, daß seine Genauigkeit nur von der Konstanz der Rücksetzladung und damit des Konstantstromgenerators (IS3, T2) abhängt, so daß Schaltung und Bauelementeauswahl entscheidend vereinfacht werden. Dabei ist insbesondere der Integrationskondensator C1 bezüglich Wertgenauigkeit und Temperaturverhalten unkritisch; es genügt ein handelsüblicher Keramikkondensator. Der wesentlichste Vorteil dieses AD-Wandlers ist aber, daß bei gleicher Taktfrequenz für Wandler und nachfolgenden Frequenzzähler als Meßzeitbasis die AD-Umwandlung unabhängig von der Taktfrequenz wird! Daher kann auf eine Quarzzeitbasis verzichtet werden; eine sehr einfache Taktgeneratorschaltung mit G1 bis G3 ([1]), die auf 20 kHz schwingt, erfüllt diesen Zweck. Diese Frequenz sollte bei der ersten Inbetriebnahme kontrolliert und mit C2 auf 20 kHz $\pm$ 10% genau festgelegt werden. Der Taktgenerator stellt nach 2:1-Teilung (IS5) für den Zähler die Zeitbasisfrequenz $f_z \approx 10$ kHz bereit. Gleichzeitig wird im 20-kHz-Takt der Komparator (IS4) angesteuert, dessen Ausgang Q die Konstantstromquelle IS3, T2 schaltet. Ist Q = L, so wird der vom Drain von T2 gelieferte Konstantstrom ($\approx$ 2 mA) über D5 nach Masse kurzgeschlossen; D3, D4 sind gesperrt. Mit Q = H sperrt D5, und der Konstantstrom liefert über D3, D4 die Rücksetzladung für den Integrationskondensator C1. Die Wandlergenauigkeit und damit die gesamte Meßgenauigkeit des Geräts hängt im wesentlichen nur von der Konstanz dieser Rücksetzladung ab ([12]). Deshalb wurde für den Konstantstromgenerator ebenfalls ein höherer Aufwand getrieben (IS3, T2). Für Amateurzwecke genügt jedoch für den Konstantstromgenerator (bis Anschlußpunkt D4, D5) auch die materialsparende Variante nach Bild 6.1 (T2, R5, D10, D11 bis Anschlußpunkt D6, D9), wobei dann R5 (Bild 6.1) mit 1 kΩ und sein Serienwiderstand mit 2,7 kΩ bemessen wird; R5 entspricht funktionell R5 nach Bild 7.8. Die Meßgenauigkeit wird damit nur bei stark schwankenden Umgebungstemperaturen etwas verringert.

Die Konstanz des Konstantstromgenerators nach Bild 7.8 mit IS3 und T2 hängt hauptsächlich von der am nichtinvertierenden Eingang stehenden Referenzspannung ab. Für den Widerstandszweig mit R5 sowie R3, R1 sind deshalb Metallschichtwiderstände, für R5 die Verwendung eines Präzisionspotentiometers

(Wendelpotentiometer) sinnvoll. Mit R5 kann der Konstantstrom zwischen 1,5 und 2,5 mA eingestellt werden, die Kalibrierung mit R5 (bei einer Temperatur nahe 100 °C, wie in Abschnitt 6.2. beschrieben) eliminiert zugleich Werttoleranzen bei R1 und R3.

Die Eingangsschaltung nach Bild 7.8 liefert für die nachfolgende Steuerlogik (Bild 7.9) die Zeitbasisfrequenz f_z und die temperaturproportionale Meßfrequenz f_a (100 Hz/K). In Bild 7.9 ist der

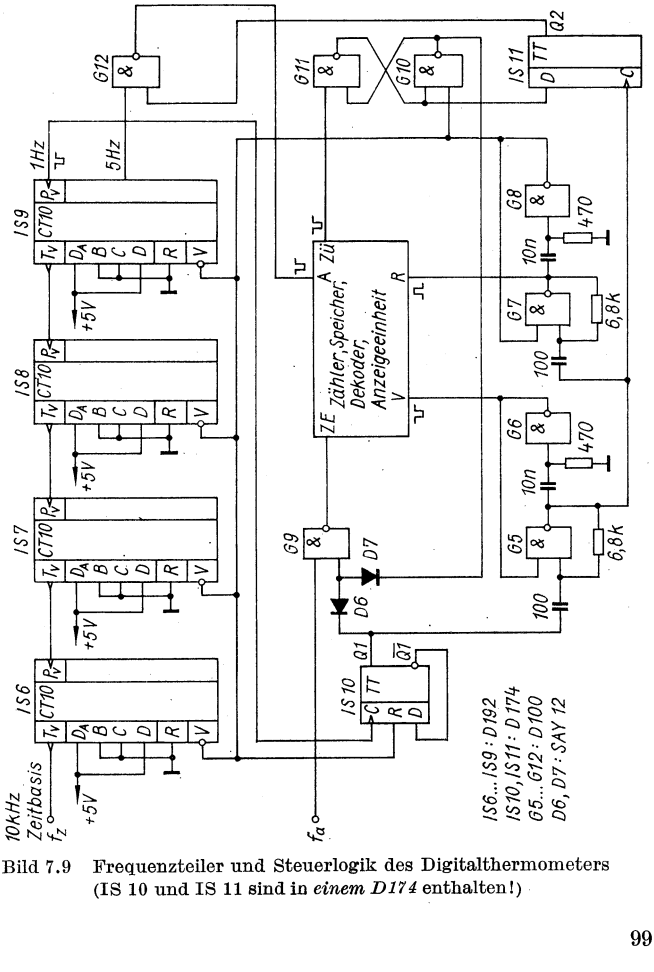


Bild 7.9 Frequenzteiler und Steuerlogik des Digitalthermometers (IS 10 und IS 11 sind in *einem D174* enthalten!)

Stromlaufplan der Steuerlogik des Zählfrequenzmessers dargestellt. Der eigentliche Zähler mit Speicher- und Anzeigeeinheiten (Bild 7.10) wurde im Bild 7.9, vereinfacht als Block, mit den entsprechenden Anschlüssen gezeichnet.

In der Steuerlogik (Bild 7.9) wird zunächst die Zeitbasisfrequenz 10 kHz (f_z) mit dekadischen Teilern IS6 bis IS9 auf 1 Hz herabgeteilt ([1]). Zum Verständnis der Wirkungsweise der Steuerlogik dient das Impulsdiagramm Bild 7.11. Das Flip-Flop IS10 bildet zusammen mit G9 eine Torschaltung. Eine LH-Flanke am Taktübertragsausgang P_V von IS9 setzt Q1 auf H-Pegel (Ausgang

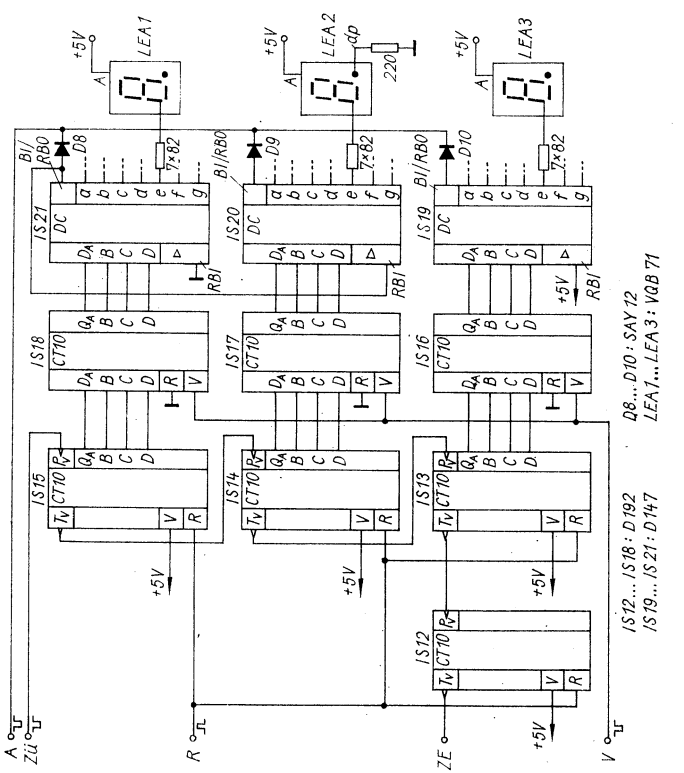


Bild 7.10 Zähler- und Speicherteil des Digitalthermometers mit Dekoder- und Anzeigestufen

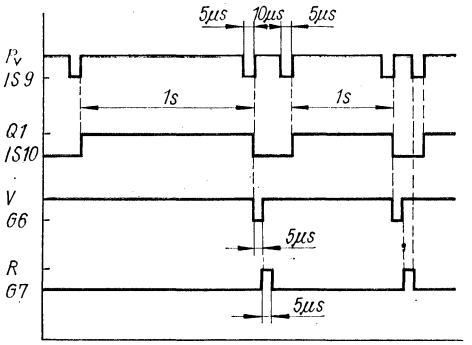


Bild 7.11 Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 7.9

G10 führt zunächst ebenfalls H-Pegel), womit G9 öffnet und die zu zählenden Impulse von f_a über G9 in den Zählereingang ZE (Bild 7.10) einlaufen. Nach 1 s Meßzeit schließt (Bild 7.11) die nächste von IS9 (P_V) kommende LH-Flanke das Tor G9 wieder durch Umsetzen des Flip-Flop IS10 nach Q1 = L. Gleichzeitig löst die HL-Flanke von Q1 den mit G5, G6 gebildeten Monoflop aus. Für die Dauer von etwa 5 µs erhält der Ausgang von G6 L-Pegel, wodurch über Leitung V das Speichersignal für den Zählerteil gegeben wird. Dieser übernimmt den erreichten Zählerstand in einen Zwischenspeicher, dessen Inhalt ständig zur Anzeige kommt. Nach Ablauf der Monoflop-Haltezeit tritt am Ausgang G5 ein HL-Sprung auf, der den 2. Monoflop (G7, G8) auslöst. Dadurch führt der Ausgang von G7 wiederum für etwa 5 µs Dauer H-Pegel, und über Leitung R werden die Zählerstufen auf 0 gesetzt. Gleichzeitig erhalten über Ausgang G8 alle Teilerstufen IS6 bis IS9 und G10 sowie IS10 L-Pegel, womit Q1 = L wird. Nach Ablauf der Verzögerungszeit des 2. Monoflop (G7, G8) ist somit der Ausgangszustand wiederhergestellt, so daß bereits 10 µs nach Zählende der nächste Zählvorgang beginnen kann.
Das geschieht wie folgt: Von Ausgang G8 sind IS6 bis IS9 über ihre Ladeeingänge V auf den Zählerstand 9 rückgesetzt worden; zu diesem Zweck ist an den Dateneingängen D_A bis D_D von IS6 bis IS9 die BCD-kodierte Zahl „9" fest verschaltet. Nach Ablauf der Monoflop-Haltezeit (G8 führt H-Pegel) schaltet daher schon der nächste bei f_z folgende Taktimpuls, der maximal 100 µs nach

dem Rückstellen eintrifft, alle Teilerstufen von 9 nach 0, womit der Zähltakt sofort bei P_V von IS9 auftritt und ohne eine (sonst durch die Teilerkette bedingte) Startverzögerung den nächsten Meßvorgang durch Öffnen des Tores G9 (Q1 = H) einleitet. Dadurch folgen die immer 1 s dauernden Meßintervalle praktisch unmittelbar aufeinander, und jeweils nach 1 s kann bereits ein neues Meßergebnis gespeichert und angezeigt werden.

Der eigentliche Zähler (Bild 7.10) ist 4stellig ausgelegt; mit dem Wandlerfaktor 100 Hz/K wird sein maximaler Zählumfang daher mit 9999 Impulsen entsprechend 99,99 °C erreicht. Liegt die zu messende Temperatur über 100 °C, so ist der Zählumfang überschritten. Dabei wird ein Übertragsimpuls bei $Z_ü$ (Bild 7.9 und Bild 7.10) abgegeben, der den Ausgang von G10 des RS-Flip-Flop G10, G11 (Bild 7.9) auf L-Pegel umsetzt und dabei G9 schließt. Gleichzeitig erhält der D-Eingang von IS11 H-Pegel, und beim darauffolgenden Speicher- und Rücksetzvorgang setzt der 1. Monoflop (G5, G6) mit der am Ausgang G5 auftretenden LH-Flanke IS11 nach Q2 = H um. Im gleichen Moment gelangt die HL-Flanke des Speicherschreibimpulses an die Zählerzuleitung V. Q2 gibt G12 frei, dessen 2. Eingang vom Ausgang Q_A der letzten Teilerstufe (IS9) mit einem dort verfügbaren 5-Hz-Takt angesteuert wird. Daher geht, falls ein Zählerüberlauf vorlag, der Ausgang G12 im 5-Hz-Rhythmus periodisch auf L-Pegel. Dieses Signal gelangt über die Austastleitung A zu den Zählerdekodern (Bild 7.10, IS19 bis IS21) und bewirkt, daß die Ziffernanzeigen im gleichen Rhythmus blinken, also das Überschreiten der Meßgrenze signalisieren (mit L-Pegel an A erlischt die Anzeige, siehe Beschreibung des *D 147* in [1]).

Liegt die gemessene Temperatur unter 99,99 °C, so tritt am Zählübertragsausgang $Z_ü$ kein Impuls auf, und der vom 2. Monoflop (G7, G8) zusammen mit den Teilern rückgestellte RS-Flip-Flop (G10, G11) behält am Ausgang G11 L-Pegel, so daß nachfolgend mit dem nächsten Einschreibtakt an V auch IS11 nach Q2 = L gesetzt wird, womit G12 sperrt, Leitung A H-Pegel führt und die Anzeige wieder konstant aufleuchtet.

IS12 bis IS15 (Bild 7.10) bilden den 4stelligen dekadischen Zähler. Aus Gründen einheitlicher Typenbestückung wurden auch für die Speicher IS16 bis IS18 die gleichen Zähler-IS *D 192* benutzt. Für alle IS gilt, daß nichtgezeichnete Anschlüsse offen bleiben. Für die Anzeige werden 7-Segment-Lichtemitteranzeigen

VQB 71 mit den dazu geeigneten Dekoder-IS *D 147* (oder *D 146*) verwendet. Im Gegensatz zum Zähler sind Speicher und Anzeigeeinheit nur 3stellig ausgelegt (Bei IS12 entfallen Speicher, Dekoder und Lichtemitteranzeige), da die 4. Zählstelle ohnehin mit einem Fehler von etwa ± 3 digit behaftet und damit kaum aussagekräftig wäre. Die 3stellig angezeigte Temperatur ist bis auf einen durch die Digitalisierung bedingten prinzipiell möglichen Fehler von ± 1 digit $= \pm 0{,}1$ °C genau.

Die Zählstufen IS12 bis IS15 weisen keine Besonderheiten auf. Für die Speicher IS16 bis IS18 werden die gleichen Zähler-IS-Typen über ihre Dateneingänge D_A bis D_D als Zwischenspeicher ([1], Bild 4.122) benutzt. An Stelle der *D 192* kann man hierfür auch *D 193* einsetzen. Die an den D-Eingängen liegende Signalkombination wird nach Q_A bis Q_D der Speicher übernommen, sobald der Ladeeingang V L-Pegel erhält. Mit V = H sind die Dateneingänge verriegelt, so daß die Zählerzwischenstände während der Meßperiode nicht angezeigt werden.

Die Dekoder IS19 bis IS21 ermöglichen mit ihren BI/RBO- und RBI-Anschlüssen eine automatische Unterdrückung vorlaufender Nullen. Diese Möglichkeit wird für die Zehner- und Einerstelle ausgenutzt (0 °C erscheint also nicht als „00,0", sondern als „,0" auf der Anzeige). Über die BI-Eingänge erreicht man zugleich die periodische Dunkeltastung (Blinken) der Anzeige bei Überlauf des Zählers. Mit L-Pegel an A bzw. BI/RBO sind die Anzeigen erloschen. Die Segmente der *VQB 71* werden in der bekannten Weise über Vorwiderstände an die Dekoderausgänge angeschlossen. Der Dezimalpunkt der Einerstelle liegt über 220 Ω direkt an Masse und leuchtet zwecks Festlegung der Kommastelle ständig.

Für die Stromversorgung der Baugruppen nach Bild 7.8 bis Bild 7.10 werden die Betriebsspannungen −15 V, +15 V (IS1 bis IS3, IS23) und +5 V (TTL-IS) benötigt. Bild 7.12 zeigt den Gesamtstromlaufplan der für Netzbetrieb ausgelegten Stromversorgung. Die Betriebsspannung der Operationsverstärker muß sehr gut stabilisiert sein, da aus ihr auch die Referenzspannungen abgeleitet werden. Deshalb wird der Stabilisator-IS *MAA 723* (Tesla, internationaler Typ *723*; siehe [1]) verwendet, der eine hochgenaue Speisespannung liefert. Sie wird mit R6 auf exakt 30,0 V abgeglichen. IS23 bewirkt die exakte Aufteilung in 2 gegen Masse symmetrische Speisespannungen bei hochkonstanter Mittensymmetrierung (Prinzip nach [1], Bild 2.20). Da die Aus-

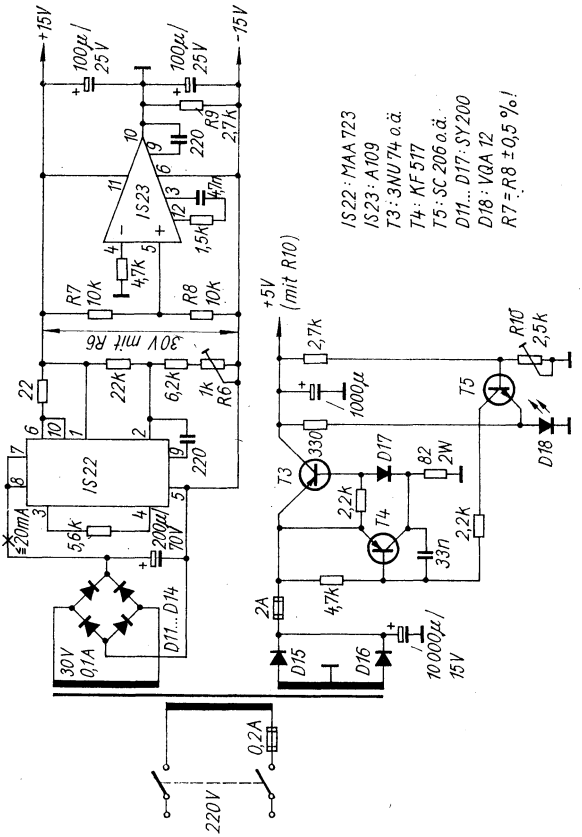


Bild 7.12 Stromversorgungsteil für das Digitalthermometer

gangsbelastbarkeit von IS23 begrenzt ist (der Ausgang hat die Differenz der Ströme auf den Speiseleitungen −15 und +15 V aufzufangen) und dadurch die Widerstandsketten im Eingangsteil (Bild 7.8) eine unsymmetrische Belastung vorliegt, wird mit R9 die Belastung symmetriert, womit IS23 nur noch einen geringen Differenzstrom zu liefern hat. R7 und R8 sollen genau wertgleich sein, wobei der Absolutwert unkritisch ist. Falls die Speiseschaltung nach Bild 7.12 für andere Zwecke verwendet wird, empfiehlt

sich statt R9 die Verwendung einer Transistorgegentaktstufe am Ausgang von IS23 entsprechend Bild 2.20 in [1], außerdem ist dann eventuell der 22-Ω-Widerstand an IS22 je nach den in [1] dazu (dort für R_0 in Abschnitt 2.4.4.) angegebenen Hinweisen zu verändern.
Die TTL-Betriebsspannung +5 V wird in konventioneller Weise mit einer Stabilisierschaltung T3 bis T5 bereitgestellt, bezüglich ihrer Konstanz bestehen keine hohen Forderungen. T3 wird maximal mit etwa 10 W belastet und muß daher einen entsprechenden Kühlkörper erhalten. Für T4 (maximal etwa 0,3 W) genügt ein Kühlstern. Als Referenzspannungsquelle wird eine Lichtemitterdiode D18 (*VQA 12* oder *VQA 13*; [5]) benutzt, die zugleich als Einschaltkontrolle dienen kann. Der Abgleich auf die Sollspannung +5 V geschieht mit R10.
Bei der ersten Inbetriebnahme sind mit R6 und R10 die Betriebsspannungssollwerte einzustellen. Danach sollte zunächst der Taktgenerator (Bild 7.8) kontrolliert und seine Frequenz mit C2 auf annähernd 20 kHz gebracht werden. Dann erst wird mit R4 und R5 die schon in Abschnitt 6.2. beschriebene Zweipunkt-Temperaturkalibrierung durchgeführt, wobei R4 sorgfältig so einzustellen ist, daß (mit Fühlertemperatur 0 °C) die Anzeige gerade von „0,1" nach „0" wechselt.

7.4. Digitalvoltmeter

Der Aufbau von Digitalvoltmetern oder Digitalmultimetern lohnt vom Aufwand her für den Amateurbereich kaum, zumal der Amateur weder über spezielle Schaltkreise (z. B. für AD-Wandler) noch über entsprechend genaue Kalibriermöglichkeiten verfügt. Unter diesen ungünstigen Voraussetzungen kann ein vom Amateur gebautes Digitalvoltmeter ungenauer sein als ein guter Vielfachmesser, auch wenn es durch die mehrstellige Anzeige eine scheinbar hohe Genauigkeit vortäuscht! Das ist nur einer von mehreren, hier aus Umfangsgründen nicht diskutierbaren Gründen, die gegen selbstgebaute Digitalmultimeter im Amateurbereich sprechen. Wo die Notwendigkeit dazu tatsächlich gegeben ist, kann der Amateur den AD-Wandler nach Abschnitt 6.1. zusammen mit einem Zählfrequenzmesser einsetzen. Steht kein Zählfrequenzmesser zur Verfügung, so läßt sich eine Digital-

voltmeterkonzeption, die für Amateurzwecke dem optimalen Kompromiß zwischen Aufwand und Ergebnis nahekommt, nach den bereits gezeigten Schaltungen wie folgt zusammenstellen: Der Eingangsteil wird zunächst nach einer diskreten Schaltung ähnlich einem Transistor- bzw. MOSFET-Voltmeter aufgebaut. Dafür eignet sich beispielsweise die in [15], Abschnitt 3.1. und Bild 3.1, gezeigte Schaltung gut. Sie wird im Original mit einer gegen Masse symmetrischen Spannung von 24 bis 27 V (maximal 30 V) gespeist und kann daher aus den bereits vorhandenen Operationsverstärker-Speisespannungen +15 V und −15 V mitversorgt werden. Die Schaltung nach [15], Bild 3.1, wird bis P2 ausgeführt; P2, S2, D4, D5 und das Meßwerk gemäß Originalveröffentlichung entfallen. An Stelle von P2 folgt dieser MOSFET-Eingangsschaltung der Eingang U_e des AD-Wandlers nach Bild 6.1 des vorliegenden Bandes. Von der Schaltung nach Bild 6.1 nutzt man nur den Präzisionsgleichrichter (IS1 bis IS3) bis Ausgang U_{a2} von IS2. Hier wird (statt W; Bild 6.1) der Eingang des AD-Wandlers nach Bild 7.8 (nach Bild 7.8 beginnend mit R1, dessen linker Anschluß an den Ausgang U_{a2} von IS2 gemäß Bild 6.1 kommt) angeschlossen. Bei der Schaltung nach Bild 7.8 entfallen somit IS1 und der Fühlerteil (man kann auch beides kombinieren und R1, Bild 7.8, entsprechend umschaltbar ausführen). Die nachfolgende Schaltung entspricht dem bei Bild 7.8 bis Bild 7.12 beschriebenen Temperaturmeßgerät, das jetzt mit seinem AD-Wandler und Zähler-/Anzeige-Teil als Digitalvoltmeter arbeitet. Wenn man R1 (Bild 7.8) für die Verbindung mit dem Ausgang von IS2 (Bild 6.1) mit 1 kΩ bemißt, erhält man mit der Anzeige nach Bild 7.10 — ohne Kommadarstellung! — direkt die am Eingang des Präzisionsgleichrichters bei U_e anliegende Gleichspannung in mV (Grundmeßbereich also 0 bis 999 mV). Wird vor dem AD-Wandler und Präzisionsgleichrichter das erwähnte MOSFET-Voltmeter nach [15] benutzt, dann wählt man den Wert von R1 mit 240 bis 270 Ω. In diesem Fall ergibt sich (mit Kommadarstellung nach Bild 7.10) der Grundmeßbereich 99,9 mV bzw. die entsprechenden in Bild 3.1 von [15] am Bereichswahlschalter S1 angeschriebenen Meßbereiche. In jedem Fall führt die Kombination des Präzisionsgleichrichterteils aus Bild 6.1 mit dem AD-Wandler- und Zählerteil nach Bild 7.8 bis Bild 7.12 zu einer bereits sehr genau arbeitenden Gesamtschaltung, für die sich eventuell auch die Anzeige (Bild 7.10) 4stellig auslegen läßt, indem IS12 ein weiterer Speicher

und Dekoder mit Anzeige nachgesetzt werden. Die Schaltung nach Bild 7.8 ergibt mit $R_1 = 1$ kΩ an dem von R1 gebildeten Eingang den Wandlerfaktor 10 kHz/V und damit die maximale Eingangsspannung von 999 mV, was für eine 3stellige Anzeige günstig ist. Mit $R_1 = 10$ kΩ und 4stelliger Anzeige könnten maximal 9,999 V angezeigt werden; der Präzisionsgleichrichter nach Bild 6.1 ist jedoch nur bis $U_{e\,eff} = 3{,}5$ V bzw. $U_e = 5{,}0$ V ($U_{a2\,max} = 5{,}0$ V) linear aussteuerbar. Der Vorteil dieser empfohlenen Schaltungskombination besteht insbesondere im Wegfall des sonst erforderlichen Quarzoszillators und im für den Amateur noch vertretbaren Gesamtaufwand an Bauelementen.

8. Sonderanwendungen

8.1. Ergänzung zur „Quizmaster"-Elektronik [1]

In [1], Abschnitt 4.10.2.3., Bilder 4.197 bis 4.199, wurde eine für Wissensquizspiele anwendbare Einrichtung beschrieben, die inzwischen sowohl im „ernsthaften" Bühnen- und Veranstaltungsbetrieb als auch für Heimzwecke und kleinere gesellschaftliche Veranstaltungen ihre Bewährungsprobe vielfach bestanden hat. Als nachteilig erwies sich jedoch im praktischen Spielablauf immer wieder, daß die Startsignalisierung für die wettstreitenden Spieler nur optisch (Lampen) geschah. Deshalb wurde diese Einrichtung inzwischen mit einem zusätzlichen akustischen Signalgeber komplettiert, der bei einem Neubau nach [1] von vornherein mit vorgesehen werden sollte. Bild 8.1 zeigt den Stromlaufplan der Ergänzung zu [1], Bild 4.197 und Bild 4.198, die parallel zu Anschluß St dieser Schaltungen anzuschließen ist. Der Punkt St nimmt jeweils bei Spielstart (Antwort-Freigabe durch den Spielleiter) L-Pegel an. Damit wird ein Monoflop G1, G2 (Bild 8.1, geschaltet nach [1], Bild 4.7) ausgelöst, der eine Haltezeit von etwa 0,1 s hat. Für diese Zeitdauer wird ein einfacher Tongenerator mit G3, G4 (nach [1], Bild 4.8, geschaltet) freigegeben, der über die Ausgangsgatter G5, G63 Kleinstlautsprecher Ls1 bis Ls3 speist. Im Startmoment ertönt also zugleich mit der Lampensignalisierung ein kurzes akustisches Signal, so daß die Beteiligten nicht unbedingt ständig die Signallampen beobachten müssen. Die Lautsprecher werden an den Spielerplätzen und am Spielleiterplatz untergebracht. In kleinen Räumen (Wohnbereich) reicht auch ein Lautsprecher aus, der dann wenigstens 12 Ω haben soll. G5, G6 wirken als Gegentaktausgang. Die Grundschaltungen sind in [1] erläutert. Mit dem Wert von C1 kann die Länge des Startsignals und mit dem Wert von C2 seine Tonhöhe nach Wunsch geändert werden. R4, C5 sollen eventuelle von der Leitungsführung des Gesamtaufbaus bedingte Störspitzen unterdrücken, die sonst eine Fehlauslösung des Starttons bewirken können. Bedarfsweise kann mit R5, R6 ein „Diodenausgang" zum Übergang auf Diodeneingänge vorhandener Verstärker — im Bühneneinsatz z. B. Saal-

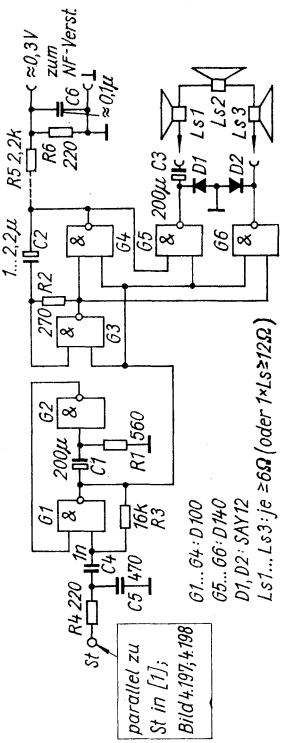


Bild 8.1 Ergänzungsschaltung zur „Quizmaster"-Elektronik [1]

beschallungseinrichtung – geschaffen werden, dessen Ausgangsspannung sich mit R6 dem vorgesehenen Zweck anpassen läßt.

8.2. Stoppuhrzusatz für Taschenrechner

Mit sehr vielen der inzwischen weitverbreiteten Taschenrechner-Modelle kann eine Konstantenrechnung durchgeführt werden. Diese Rechner lassen sich in der Betriebsweise Konstantenaddition mit $K = 0{,}1$ sehr gut als einfache Zähler verwenden, die mit jedem Tastendruck der „="-Taste den Wert 0,1 zur Anzeige addieren. Die innere Arbeitsgeschwindigkeit dieser Rechner ge-

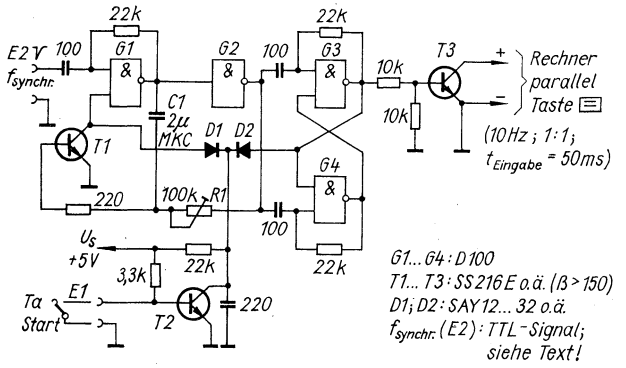


Bild 8.2 Stoppuhrzusatz für Taschenrechner

stattet in jedem Fall ein zehnmaliges Ausführen dieser Operation je Sekunde. Man kann der Operationstaste „=" einen Schalttransistor parallelschalten. Wird dieser mit 10 Hz angesteuert, so arbeitet der Taschenrechner als Zeitzähler mit der Anzeige in 1/10 s. Es lohnt sich daher, einen einfachen, von Hand startbaren 10-Hz-Taktgeber vorzusehen, mit dem man den Rechner als einfache Stoppuhr benutzen kann. Allerdings hängt der Gebrauchswert dieser Anordnung von ihrer Zeitgenauigkeit und damit von der Frequenzkonstanz des Taktgebers ab. Die Schaltung nach Bild 8.2 hat den Vorteil, daß sie sehr einfach aufgebaut ist, ihre Genauigkeit liegt allerdings ohne besondere Maßnahmen unter der einer guten mechanischen (oder gar elektronischen quarzgesteuerten) Stoppuhr. Trotzdem reicht sie aber bereits für viele Zwecke aus. Wenn die TTL-Speisespannung gut stabilisiert ist (gegebenenfalls IS *MAA 723*), kann bei nicht zu großen Umgebungstemperaturschwankungen eine Zeitgenauigkeit von etwa 1 bis $5 \cdot 10^{-3}$ erwartet werden. Da der kleinste Zeitschritt 0,1 s beträgt und die Anzeige mit einem prinzipiell möglichen Fehler von ± 1 digit ($\pm 0{,}1$ s) behaftet ist, eignet sich diese einfache Einrichtung vorzugsweise für Zeitmessungen im Bereich einiger zehn Sekunden bis zu einigen zehn Minuten.

Der eigentliche Taktgeber besteht aus T1, G1, G2, C1 und — für den Frequenzfeinabgleich — dem „Uhrgangeinsteller" R1; diese Schaltung ist in [1], Bild 4.11a, beschrieben. Ihr folgt als 2:1-Teiler ein flankengetriggertes RS-Flip-Flop ([1], Bild 4.15a) mit

G3, G4, das für ein 1:1-Tastverhältnis der 10-Hz-Ausgangsfrequenz sorgt (der Taktgeber läuft also auf 20 Hz). G3 steuert T3 an, dessen Kollektor-Emitter-Strecke der entsprechenden Rechnertaste parallelliegt. Die richtige Polung beim Anschluß dieser Taste muß erprobt werden.

Um eine Beschädigung der empfindlichen MOS-Rechnerschaltkreise durch Kriechströme oder Fremdspannungen auf der Tastenzuleitung zu vermeiden, ist es ratsam, T3 direkt im Rechner einzulöten. Man führt dann Basis- und Emitteranschluß von T3 aus dem Rechner in geeigneter Weise heraus. Vorsorglich sollte der Rechner mit dieser Ergänzungsschaltung nur mit seiner eingebauten Batterie betrieben werden, da es auch über die gemeinsame Masseverbindung bei T3 (der entsprechende Tastenanschluß im Rechner ist meist ein Schaltkreiseingang, nicht Masse!) zu Ausgleichströmen („Erdschleifen"), verbunden mit einer Beschädigung des Rechner-IS, kommen kann, falls der Rechner und die Zusatzschaltung gleichzeitig noch anderweitige Erd- oder sonstige Verbindungen haben (auch Netztransformatoren bieten dagegen keinen ausreichenden Schutz!).

Eingang E1 dient dem Start. Solange Ta geschlossen ist, sperrt T2, sein Kollektor gibt Taktgeber und Flip-Flop frei. Ist Ta offen, so schließt Kollektor T2 über D1 den Taktgeber dergestalt phasenrichtig kurz, daß beim Öffnen von Ta der 1. Zeittakt nach 0,1 s erscheint. Wegen D2 stoppt der Flip-Flop in definierter Stellung so, daß nicht zufällig T3 offen und damit die Rechnertaste permanent kurzgeschlossen bleibt, was das Nullstellen des Rechners verhindern würde. Der Rechner wird nach der Einstellung auf Konstantenaddition vor dem Stoppuhrstart (Schließen von Ta) mit der *Ziffern*taste „0" (nicht mit der Löschtaste!) auf 0 gestellt. Ein Betätigen der Löschtaste würde die eingegebene Konstante löschen.

Für einen echten Start-Stopp-Betrieb mit zweimaligem Drücken von Ta kann an Stelle der Eingangsschaltung mit T2 ein Flip-Flop mit Kontaktentprellschaltung nach [1] verwendet werden. Als ökonomischste Lösung bietet sich dafür ein 2. IS *D 100* an, von dem man aus 2 Gattern ein RS-Flip-Flop ([1], Bild 4.14), aus den restlichen 2 Gattern zur Ansteuerung dieses Flip-Flop eine Kontaktentprellschaltung ([1], vorzugsweise nach Bild 4.35c, man kommt dann wiederum mit einem einfachen Schließkontakt für Ta aus) bildet.

Zu einer sehr genauen Stoppuhr kann die Schaltung nach Bild 8.2 erweitert werden, wenn der Amateur über einen geeigneten quarzstabilisierten Generator verfügt (z. B. Taktfrequenzen aus Zählfrequenzmesser oder Digitaluhr). Dafür ist der Synchroneingang E2 (Bild 8.2) vorgesehen. Wird er von einem geeigneten Generator mit TTL-Signalen der Frequenz von (wahlweise) 1 Hz, 5 Hz oder 10 Hz — die sich in den genannten Geräten meist leicht abgreifen lassen — angesteuert, so synchronisiert der Stoppuhrtaktgeber darauf, wenn seine Freilauffrequenz (E2 offen) auf einen geringfügig zu niedrigen Wert (etwa 19,8 bis 19,9 Hz) abgeglichen wird. In diesem Fall entspricht die Stoppuhrgenauigkeit bis auf den prinzipbedingten Fehler von $\pm 0{,}1$ s der Genauigkeit des Quarztaktgebers.

Es wäre auch eine Synchronisation mit der Netzfrequenz 50 Hz möglich (z. B. nach [1], Bild 4.97, unter Weglassen des 2. 5:1-Teilers; an R9 und R10 stehen 5 Hz zur Verfügung). Dieser Weg lohnt jedoch aufwandsmäßig kaum, zumal auch die Netzfrequenz sehr häufig mit Fehlern von ungefähr $\pm$ (1 ... 10) $\cdot 10^{-3}$ behaftet und damit im Prinzip nicht genauer ist als der Taktgeber nach Bild 8.2 selbst. Für Experimentier- und Spielzwecke, bei denen die Zeitgenauigkeit zweitrangig ist, kann die Schaltung nach Bild 8.2 — die dann mit nur einem IS *D 100* auskommt — direkt aus einer geeigneten Batterie (4,5 bis 5 V; gegebenenfalls 6 V mit Si-Verpolschutz-Reihendiode) versorgt werden. Man muß dann allerdings mit größeren Zeitfehlern (1 bis 10%) rechnen. Der Rechner wird an seiner „="-Taste von T3 mit einer periodischen Schließ- und Öffnungszeitdauer von je 50 ms getastet, was ein für alle üblichen Taschenrechner günstiger Wert ist.

8.3. Hochwertiges elektronisches Ziffernschloß

Elektronische Ziffernschlösser wurden in der Amateurliteratur schon mehrfach veröffentlicht. Alle bisher bekannt gewordenen, sehr unterschiedlichen Lösungen wiesen jedoch entscheidende Mängel auf (eingeschränkte Programmierbarkeit, nicht optimal erkundungssichere oder sogar durch Probieren erkundbare Schaltungen usw.), wodurch der praktische Wert solcher Schlösser sehr fragwürdig wird. Meistens täuschen derartige Einrichtungen dem Anwender dann eine Sicherheit vor, die tatsächlich nicht annä-

hernd besteht; der Wert eines unzulänglich konstruierten elektronischen Schlosses verkehrt sich damit ins Gegenteil.
Das im folgenden beschriebene, mit 14 IS (auch Bastlerware verwendbar) bestückte elektronische Schloß erfüllt alle Anforderungen auch für professionelle Einsatzzwecke. Das sind vor allem die vollständig freie Wählbarkeit beliebiger Ziffernkombinationen auch unterschiedlicher Stellenzahl und mit mehrmals aufeinanderfolgend gleicher Ziffer sowie auch für den Laien leicht bedienbare Zifferneingabe- und Programmierorgane. Weiter ist gewährleistet, daß kurzzeitige Betriebsspannungsausfälle nicht zu Fehlschaltungen (Öffnen des Schlosses oder bleibende Blockierung) führen, und selbst dem Fachmann gelingt ein Erkunden der Kodezahl oder ein „Brechen" des Kodes durch Versuche oder Messungen an den Eingabeorganen oder deren Zuleitung(!) nicht, auch wenn ihm die Schaltung des Schlosses bekannt ist. Praktisch bedeutet das, daß man die Zuleitung zum Zifferneingabeschalter nicht unzugänglich verlegen und den Eingabeschalter nicht gegen ein Öffnen sichern muß; die dem Aufbau zugrunde liegenden Schaltpläne brauchen ebenfalls nicht „geheimgehalten" zu werden. Das Schloß kann mit einer beliebigen 2- bis 6stelligen Ziffernkombination jederzeit neu programmiert werden. Die uneingeschränkt wahlfreie Ziffernkombination ist in der Praxis sehr wichtig, um bestimmte, leicht merkbare oder vom Anwender vorgegebene Kodezahlen anwenden zu können. Das Funktionsprinzip beruht auf einem Schieberegister (IS7 bis IS13) [3], das nacheinander mehrere der betreffenden Ziffernstelle zugeordnete Speicher-Flip-Flop (IS1 bis IS6) freigibt, die — wenn der Eingabeschalter richtig auf der der Ziffernstelle zugeordneten Kodeziffer steht — gekippt werden. Erst wenn alle Speicher-Flip-Flop gekippt sind, wird das Schloß freigegeben, anderenfalls setzt nach der 6. Zifferneingabe eine Alarmierung ein. Dadurch, daß diese Alarmierung stets erst nach der 6. Eingabe ausgelöst wird, kommt es nicht zu unnötigem Sofortalarm bei versehentlicher falscher Eingabe (die von Hand wieder löschbar ist). Vor allem läßt sich die Stellenzahl, mit der das Schloß programmiert wurde, und welche der versuchsweise eingegebenen Ziffern falsch ist, nicht erkunden. Das unterbindet zugleich die Möglichkeit, einige mit erhöhter Wahrscheinlichkeit vermutete Kodezahlen vorzugsweise durchzuprobieren (trotzdem sollte der Anwender nicht den häufig zu beobachtenden Fehler begehen, Zahlen wie das eigene

Geburtsdatum, die Autonummer, Ausweisnummern oder ständig gespielte Lottozahlen, nur weil man sie sich leichter merken kann, als Kodezahl zu verwenden!).
Eine unvollständig eingegebene Ziffernfolge wird nach Ablauf von etwa 120 s selbsttätig gelöscht, was unter anderem auch bei unsachgemäßer Fremdbedienung („Spielen" am Schloß durch Dritte) notwendig ist und einem unnötigen Sofortalarm vorbeugt.
Die Ziffern werden im Gegensatz zu vielen anderen Lösungen nicht mit einer Zifferntastatur eingegeben, da sie zahlreiche Nachteile hat (relativ großer Platzbedarf, schwierige wetterfeste Montage bei einem Einsatz im Freien usw.). Für die Eingabe dient — analog zu den von Tresorschlössern her bekannten mechanischen Zahlenschlössern — ein 1poliger 12-Stufen-Drehschalter. Das ermöglicht eine betriebssichere und platzsparende, gegebenenfalls auch leicht witterungsfest ausführbare Montage für das Eingabeorgan.
Der Eingabeschalter (S1; Bild 8.3) wird über ein 13adriges Kabel mit der (innerhalb der gesicherten Zone zu montierenden) Elektronik verbunden, wobei Schalter und Kabel aus schon erwähnten Gründen nicht unzugänglich montiert zu sein brauchen. Die am Eingabeschalter montierten Lichtemitterdioden D6, D7 (Bild 8.3) gestatten während der Eingabe eine Kontrolle der richtigen Funktion — insbesondere des Zeitablaufs (ohne daß Rückschlüsse auf Übereinstimmung der Eingabeziffern mit der Kodierung gezogen werden können) und der Funktionsbereitschaft. Sie erleichtern damit die korrekte Eingabe, sind aber nicht unbedingt erforderlich und können daher je nach Anwendungsbereich auch entfallen. Der Eingabeschalter S1 hat neben den 10 Stellungen für die Ziffern 0 bis 9 die Stellungen „Aus/Öffnen" (Linksanschlag) und „Löschen/Reset" (Rechtsanschlag; Löschen bei unkorrekter Eingabe, danach kann die Eingabe sofort neu begonnen werden). Es ist für die Funktion belanglos, in welcher Stellung er zunächst steht. Vor Eingabebeginn ist er jedoch zunächst auf „Reset" und nachfolgend auf „Aus" zu stellen. Grundsätzlich wird bei jeder Zifferneingabe von der Stellung „Aus" von S1 ausgegangen. Sobald die 1. einzugebende Ziffer eingestellt ist, löst eine (zugleich als Kontaktprellschutz wirkende) Eingabeverzögerungsschaltung etwa 2 s nach Verlassen der „Aus"-Stellung einen Einschreibimpuls aus, mit dem die Ziffer, auf der der Eingabeschalter zu dieser Zeit steht, in die Elektronik übernommen und mit der

Kodierung verglichen wird. Bei Übereinstimmung kippt der zugehörige Speicher-Flip-Flop. D6 signalisiert das Einschreiben der Ziffer (unabhängig davon, ob sie dem Kode entspricht oder nicht). Sobald die Eingabeverzögerungszeit abgelaufen ist, wird S1 zunächst kurz in Stellung „Aus" zurückgebracht (D6 verlischt wieder) und danach die nächste Ziffer eingestellt, wiederum die Verzögerungszeit von etwa 2 s (bis zum Aufleuchten von D6) abgewartet usw. Nachdem alle Ziffern richtig eingegeben sind, wird mit dem letzten Rückstellen von S1 auf „Aus" der Türöffner oder der sonstige Schloßmechanismus betätigt. Bei einer falsch eingegebenen Ziffer setzt nach dem 6. Rückstellen von S1 auf „Aus" die Alarmierung ein, die sich mit S1 nicht abschalten läßt. Die gesamte Zifferneingabe muß nach maximal 120 s beendet sein. Nach dieser Zeit stellt ein — zugleich mit dem 1. Eingabevorgang gestarteter — Zeitschalter (Zeit-Reset) alle Flip-Flop und das Schieberegister in die Ruhelage zurück. D7 leuchtet nach dem Rücksetzen der Flip-Flop auf, diese LED ist also während des Eingabevorgangs erloschen (was die Aktivierung des Schlosses anzeigt), sie leuchtet während der gesamten Wartezeit (Bereitschaftsanzeige) und bei „Reset". Die genannten Zeiten (2 s je Zifferneingabe, 120 s Zeitlimit für Gesamteingabevorgang) haben sich als praxisgerechte Werte für eine zügige Bedienbarkeit ergeben, sie können nach Bedarf abgeändert werden (C1 bzw. C3; Bild 8.3). Die mit S1 gewählte Eingabeform hat auch den Vorteil, daß man den fühlbar rastenden Schalter S1 auch, ohne hinzusehen, bedienen kann, da sich die Schaltstufen mitzählen lassen. Dabei ermöglicht diese Eingabeweise auch im Dunklen oder bei Anwesenheit von Personen, denen die Kodezahl nicht bekannt werden darf, ein „verdecktes" Eingeben, wobei die zur Eingabe verfügbaren 2 s sogar ausreichen, um die einzustellende Ziffer einigemal zügig zu überschalten, so daß ein Erkennen der gewählten Ziffer auch durch Mitzählen der Schaltergeräusche nicht möglich ist. In Bild 8.3 ist die Steuerschaltung und in Bild 8.4 die zugehörige Schaltung der Schieberegister, Speicher-Flip-Flop und Auswerteschaltung dargestellt. Den Ausgängen A1, A2 (Bild 8.4) folgen die Türöffner- bzw. Alarmierungsschaltungen (Bild 8.5). Zur Funktion: G13 arbeitet mit C1 und R1 als *Miller*-Integrator. In „Aus"-Stellung von S1 führt der Ausgang von G13 H-Pegel. Somit hat auch der Ausgang des nachfolgenden Triggers (G9, G10, R2, R3) H-Pegel an Leitung F. Sobald S1 die „Aus"-Stellung verläßt,

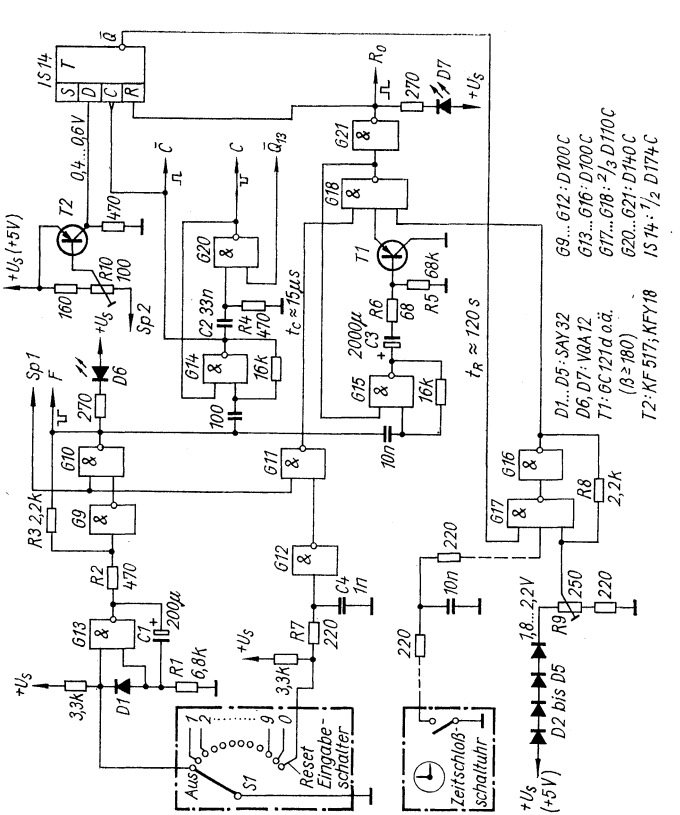


Bild 8.3 Eingabe- und Steuerschaltung für das elektronische Schloß

beginnt die Spannung am Ausgang von G13 mit der durch den Wert von C1 gegebenen Verzögerung zu fallen (siehe [1], Bild 4.31), wobei nach etwa 2 s der Trigger umschaltet und Leitung F (Ausgang G10) L wird. Die HL-Flanke an F startet den Einschreib- und Schiebetaktgenerator G14, G20, der daraufhin an den Leitungen C und $\overline{C}$ die in Bild 8.3 angegebenen, etwa 15 μs breiten Impulse abgibt. Gleichzeitig wird der Reset-Timer (G15, T1, G18) gestartet, ein Monoflop bekannter Art [1]. Zugleich mit dem 1. Einschreibtakt (Leitungen C, $\overline{C}$) geht Ausgang G21 auf H-Pegel und gibt über die Rückstelleitung R_o die Flip-Flop

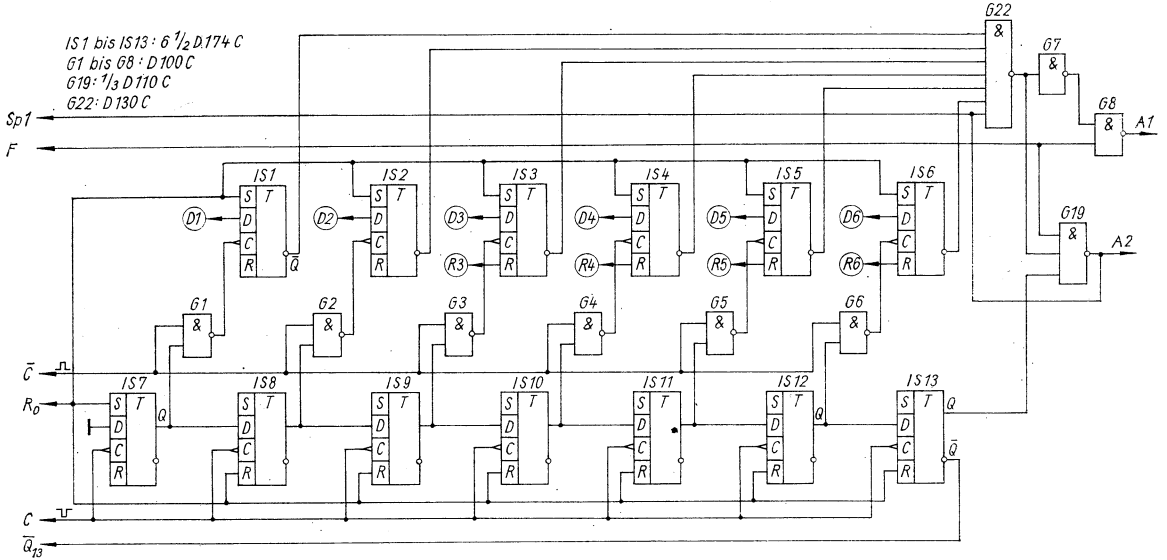


Bild 8.4 Schieberegister und Speicher-FF mit Auswerteschaltung des elektronischen Schlosses

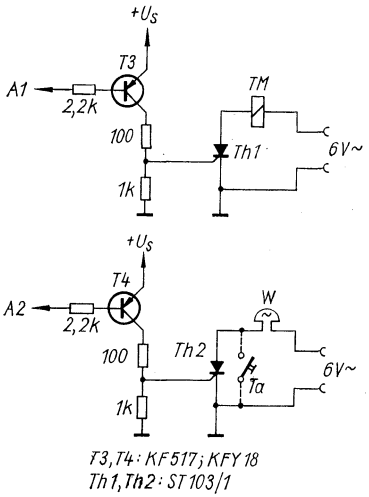


Bild 8.5
Eine Möglichkeit für die Betätigung von Türöffnermagnet und Alarmeinrichtung für das Schloß. A1, A2 entsprechen den gleichnamigen Ausgängen im Bild 8.4

(Bild 8.4) frei. In Ruhestellung bzw. bei „Reset" ist $R_0 = L$, womit die Flip-Flop IS1 bis IS7 auf $Q = H$, IS8 bis IS13 auf $Q = L$ gesetzt sind. Da bei IS1 bis IS6 die negierten Ausgänge $\overline{Q}$ benutzt werden, führt der Ausgang von G22 H-Pegel und der Ausgang von G7 L-Pegel, wodurch der Türöffnerausgang A1 gesperrt ist. Bei L-Pegel an A1 läßt sich das Türschloß öffnen; bei L-Pegel an A2 setzt die Alarmierung ein.
Da der Ausgang Q von IS7 H-Pegel führt, ist zunächst G1 freigegeben, G2 bis G6 sind mit L-Pegel verriegelt. Der mit der 1. Zifferneingabe von G14, G20 (Bild 8.3) erzeugte Taktimpuls $\overline{C}$ kann daher mit seiner Rückflanke nur IS1 takten, nachdem mit Impulsbeginn alle Flip-Flop durch Pegelwechsel der Rückstellleitung ($R_0 = H$) freigegeben wurden. Die Dateneingänge (D1) bis (D6) der Speicher-Flip-Flop IS1 bis IS6 führen über die Kodiereinrichtung zu den Ziffernkontakten des Eingabeschalters S1. Das gilt ebenfalls für die zur Stellenzahlverkürzung benutzten Eingänge (R3) bis (R6) der IS3 bis IS6. Wenn der Eingabeschalter S1 in der für das aktivierte Flip-Flop zugeordneten (kodegemäßen) Stellung steht, erhält der D-Eingang (zunächst also (D1) von IS1; Bild 8.4) Massepotential (L-Pegel, anderenfalls liegt der D-Eingang stets auf H-Pegel). Der Flip-Flop wird daher

vom Taktimpuls nur dann nach $\overline{Q} = H$ umgesetzt, wenn im Taktmoment sein D-Eingang an Masse liegt, d. h., wenn zum Taktzeitpunkt die richtige Ziffer an S1 eingestellt ist. Gleichzeitig mit dem Umsetzen des Speicher-Flip-Flop wird die Schieberegisterkette IS7 bis IS13 getaktet, wobei jetzt Ausgang IS7 L-Pegel annimmt (sein Eingang D liegt an Masse!) und die zuvor in IS7 gespeicherte logische 1 (H-Pegel) auf IS8 übertragen wird ([3]). Für den nächsten Taktimpuls ist somit G1 gesperrt und nur G2 geöffnet; bei der nächsten Zifferneingabe wird also IS2 umgesetzt, falls dessen D-Eingang bei richtig eingegebener Ziffer über S1 an Masse liegt. Danach ist für die nächste Ziffer G3 freigegeben usw. Diese Freigabe löst man also mit einem durch alle Schieberegisterstufen durchgeschobenen einzelnen H-Signal aus. Es kommt dadurch zustande, daß beim Rücksetzen ($R_0 = L$) von IS8 bis IS13 über ihre R-Eingänge ihre Ausgänge Q L-Pegel führen, IS7 jedoch von R_0 über seinen S-Eingang nach $Q = H$ gesetzt wird. Dieses in IS7 gesetzte H wird mit jedem Takt durch das Register geschoben, wobei nachfolgende Flip-Flop, beginnend mit dem an L liegenden D-Eingang von IS7, wieder L-Pegel annehmen. Die Freigabe des zugehörigen Gatters (G1 bis G6) geschieht dabei mit der Taktvorderflanke und während der Taktimpulszeit ($\overline{C} = H$), das Schieben anschließend mit der LH-Taktrückflanke an C.

Nach der 5. eingegebenen Ziffer ist somit G6 für die letzte einzugebende Ziffer geöffnet. Nach ihrer Eingabe sind G1 bis G6 gesperrt, und am Ausgang Q von IS13 tritt H-Pegel auf. Wurden alle Ziffern richtig gewählt, so sind alle FF IS1 bis IS6 gekippt, und am Ausgang G22 liegt L-Pegel, der G19 sperrt (Alarm verhindert) und (über G7 invertiert) den Türöffner über G8 freigibt. Mit Rückstellen des Eingabeschalters S1 in die „Aus"-Stellung erhält auch Leitung F H-Pegel, so daß mit L-Pegel am Ausgang von G8 das Schloß öffnet.

Wurde eine der Ziffern falsch eingegeben, so ist einer der IS1 bis IS6 nicht gekippt und an mindestens einem Eingang von G22 L-Pegel vorhanden. Damit führt nach dem 6. Eingabeschritt der Ausgang Q von IS13 H-Pegel, der Ausgang von G22 ebenfalls (womit über G7 das Öffnen von G8 verhindert wird), und nach Rückstellen des Eingabeschalters ist auch $F = H$, wodurch der Ausgang von G19 L-Pegel erhält, so daß die Alarmierung einsetzt. Das L-Potential an A2 sperrt außerdem zusätzlich G22

(Selbsthaltung dieses Zustands, G19 und G22 bilden in diesem Fall miteinander einen RS-Flip-Flop), und mit L-Pegel auf der Leitung Sp1 wird der Eingabetrigger (G10, Bild 8.3) im Zustand F = H verriegelt, womit der Alarm bestehenbleibt und jede weitere Betätigung des Eingabeschalters wirkungslos ist. Auch die „Reset"-Stellung von S1 hat jetzt keinen Einfluß, da mit dem L-Pegel auf Sp1 auch G11 sperrt. Das Alarmsignal ertönt also zwangsläufig bis zum Ablauf des Zeit-Resets. Erst wenn der Monoflop G15, G18 zurückkippt, werden mit R_0 = L alle Baugruppen wieder zurückgestellt, wobei IS13 mit Q = L G19 sperrt und den Alarm beendet.

Diese Art der Eingabefehler-Alarmierung erst mit dem 6. Eingabeschritt dient nicht nur dem Verschleiern der Anzahl der programmierten Ziffern und der Eingabe einer falschen Ziffer sowie dem Vermeiden von Sofortalarm bei eigenen Eingabefehlern — nach denen man mit der „Reset"-Stellung von S1 die Eingabe löschen und von vorn beginnen kann —, sondern auch der Unterbindung von vorsätzlich durch Dritte ausgelösten Alarmierungen. Derartige Einrichtungen an Haustür- oder ähnlichen Eingängen können Fremde dazu verleiten, die Eingabevorrichtung wahllos zu betätigen. Falls dabei die Funktionsweise des Schlosses (Eingabevorgang) nicht genau bekannt ist, kann man davon ausgehen, daß der Unbefugte alsbald auch einmal die Schalterendstellung „Reset" anwählt und damit die Eingabe löscht, also nicht oder erst nach längerer Zeit bis zum Alarm auslösenden 6. Schieberegisterschritt gelangt. Das wird dadurch begünstigt, daß zur korrekten Eingabe von 6 Takten zum einen je Eingabeschritt der 2-s-Taktabstand einzuhalten ist, zum anderen die 6 Takte innerhalb von 120 s eingegeben sein müssen (nur die „Reset"-Stellung von S1 reagiert in jedem Fall sofort, sofern noch kein Alarm besteht). Ferner muß bei diesem Zeitplan noch nach jedem Eingabeschritt zwischendurch auf „Aus" zurückgegangen werden, ohne die Stellung „Reset" einzunehmen (die „Reset"-Stellung sollte deshalb auch aussageneutral, z. B. nur mit „R" oder „C" — *C*lear, wie bei Taschenrechnern — beschriftet sein). Kommt es also bis zur Alarmierung, so läßt sich mit Wahrscheinlichkeit annehmen, daß der die Eingabe Bedienende offensichtlich zwar nicht die Kodeziffer, wohl aber die Bedienungsweise des Schlosses kennt und somit nicht nur „zufällig spielt". Da der völlig Unbefangene kaum den Alarm inner-

halb von 120 s auslösen kann, bleiben damit unnötige Störungen durch vorsätzliche Alarme weitgehend ausgeschlossen, auch wenn das Eingabeorgan öffentlich zugänglich ist; vorsätzliche Kodeerkennungsversuche werden dagegen in jedem Fall mit Alarm gemeldet. Derartige Überlegungen sind für den Gebrauchswert solcher Einrichtungen von großer Bedeutung, werden aber im Entwurfsstadium oft übersehen.

Für Kodezahlen mit weniger als 6 Ziffernstellen werden die nichtbenötigten Speicher-Flip-Flop IS3 bis IS6 mit ihren R-Eingängen in der Kodiereinrichtung auf Masse gelegt und damit zwangsläufig auf Q = H geklemmt. Der Türöffner wird demzufolge entsprechend zeitiger (sofort nach der letzten Ziffer in nachfolgender „Aus"-Lage von S1) freigegeben. Unabhängig davon kommt es jedoch stets erst nach der 6. Eingabe zur Alarmierung, sobald H am Ausgang Q von IS13 auftritt, so daß daraus keine Rückschlüsse auf die kodierte Stellenzahl möglich sind.

Ein „Brechen" des Schlosses wäre sehr leicht möglich, wenn sämtliche Ziffernadern an S1 zugleich auf Masse gelegt werden; das Schloß würde dann stets im 6. Takt öffnen. Das wird mit dem FF IS14 verhindert. Über den von der Kodiereinrichtung zu S1 führenden D-Eingängen der Speicher D1 bis D6 liegen direkt an der Schalterzuleitung (an den Ziffernadern, jedoch im Elektronikteil zu montieren!) noch Widerstände (2,2 kΩ ± 5%) jeweils zwischen Sp2 (Bild 8.3) und einem S1-Ziffernanschluß parallel. Über $+U_S$, T2, R10, Sp2, Widerstand 2,2 kΩ (hier nicht gezeichnet), S1, Masse kommt daher ein Stromfluß zustande, der — wenn an S1 nur ein Kontakt auf Masse liegt — so gering ist, daß die Basis-Emitter-Spannung an T2 maximal etwa 0,4 V beträgt. T2 bleibt daher normalerweise gesperrt. R10 wird einmalig so abgeglichen, daß die Spannung zwischen dem Kollektor von T2 und Masse 0,4 bis 0,6 V beträgt. Der D-Eingang von IS14 liest somit im Normalfall stets L-Pegel, d. h., IS14 wird nicht umgesetzt. Wenn an S1 jedoch mehr als eine Ader auf Masse liegt, fließt über R10 mindestens der doppelte Strom, womit T2 öffnet und der D-Eingang von IS14 H-Pegel erhält. Mit dem folgenden Einschreibtakt (zeitverzögerte HL-Flanke an Leitung F) wird dann IS14 nach $\overline{Q}$ = L umgesetzt, womit der Ausgang von G16 ebenfalls L annimmt. Über G18 setzt dadurch sofort der Reset-Zeitschalter zurück (Zeit-Reset-Abbruch), und mit R_0 = L werden sämtliche FF (Bild 8.4) rückgesetzt. Bei gleichzeitiger Beschaltung

mehrerer Ziffernadern an S1 gegen Masse ist daher kein Einschreiben möglich. Der über R10, Sp2 und die — in Bild 8.3 nicht dargestellten — Einzelwiderstände 2,2 kΩ vorhandene Hilfsstromkreis dient außer zum Verhindern des „Kodebrechens" auch zum Herstellen annähernd gleichmäßig verteilter Strom- und Spannungsverhältnisse an den Ziffernadern von S1, so daß auch durch Strom- und Spannungsmessungen an S1 keine Aussage über die jeweilige Zuordnung von Kennziffern innerhalb der Kodiereinrichtung möglich ist. Das Eingabeorgan und seine Zuleitungen sind damit auch für den Schaltungskundigen optimal erkundungssicher.

Bei einer irrtümlich falsch eingegebenen Ziffer lassen sich die FF durch das Anwählen der Stellung „Reset" von S1 rücksetzen; dadurch wird über G12, G11, G18 ebenfalls der Zeit-Reset-Abbruch ausgelöst. Danach muß die vollständige Kodezahl neu eingegeben werden.

Eine besonders bei reiner Netzspeisung wichtige Zusatzeinrichtung ist der Netzausfall-Reset. Er besteht aus dem Trigger mit G16, G17 und D2 bis D5. R9 wird so eingestellt, daß Ausgang G16 auf L schaltet, wenn $+U_S$ auf $\leqq 3{,}9$ V absinkt und H-Pegel am Ausgang von G16 mit $+U_S \geqq 4{,}9$ V erreicht wird. (Gegebenenfalls kann R8 etwas im Wert geändert werden, um beide Werte gleichzeitig mit R9 einstellen zu können!) Damit ist gewährleistet, daß bei Einschalten der Betriebsspannung (bzw. deren Wiederkehr nach Netzausfall) die Flip-Flop so lange über G18 und R_0 rückgestellt bleiben, bis die Betriebsspannung die zum korrekten Arbeiten notwendige Höhe erreicht hat. Damit werden undefinierte FF-Stellungen beim Einschalten verhindert. D2 bis D5 sind gegebenenfalls so auszuwählen, daß mit $U_S = 5{,}0$ V zwischen R9 und Masse 1,8 bis 2,2 V stehen.

In Bild 8.3 ist eine Möglichkeit angedeutet, den noch freien Eingang von G17 für externe Schaltzwecke (über RC-Glied gegen äußere Störspannungseinflüsse, die allerdings ohnehin nur während einer laufenden Eingabe stören könnten) zu verwenden. Denkbar wäre eine (mechanische oder elektronische) Schaltuhr, die das Schloß zum Zeitschloß erweitert, das sich dann nur zu bestimmten Zeiten (z. B. während der regulären Arbeitszeit eines Betriebes) bedienen ließe. Solange der in Bild 8.3 symbolisch bei der Uhr angedeutete Kontakt geschlossen ist, wird das Schloß grundsätzlich in „Reset"-Stellung blockiert. Bild 8.5 zeigt die beim Mustergerät gewählte Schaltung der Ausgabeorgane (andere

Möglichkeiten siehe [1], Abschnitt 4.1.12.). Der Türöffnermagnet TM wird mit Wechselspannung betrieben und durch den Thyristor Th1 geschaltet. T3 steuert Th1 an, wenn an A1 L-Pegel liegt. Für die Alarmierung ab Ausgang A2 wurde bei der Musteranlage die Hausklingelanlage mitbenutzt (Wecker W mit Taster Ta), deren Klingeltaster Thyristor Th2 parallelliegt. Statt Thyristoren können auch Relais benutzt werden.

Hinweise zur Kodierung: Je Stelle der Kodezahl ist der D-Eingang des zu dieser Stelle gehörenden Speicher-FF (IS1 bis IS6, Bild 8.4) mit der gewünschten Ziffernstellung an S1 zu verbinden. Das kann je nach Einsatzzweck und Bedienungskomfort mit unterschiedlichem Aufwand geschehen. Die Kodierungseinrichtung wird in jedem Fall konstruktiv mit der Elektronikeinheit vereinigt und wie diese innerhalb der gesicherten Zone unterge-

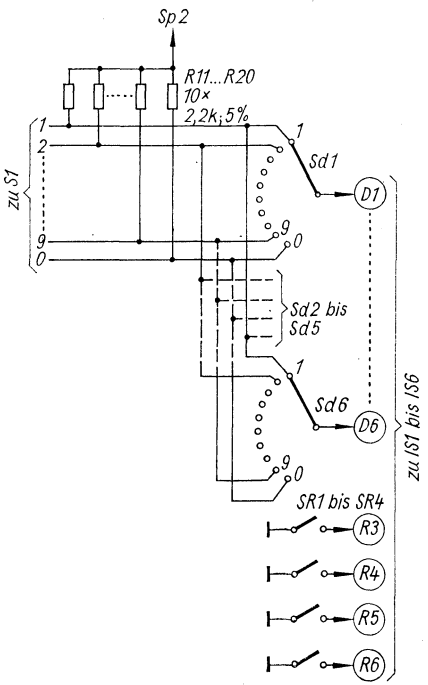


Bild 8.6
Kodiereinrichtung des Schlosses mit Programmierschaltern

bracht. Ist ein häufiger Wechsel zwischen sehr unterschiedlichen Kodezahlen zu erwarten, so eignen sich Stufenschalter zur Ziffernwahl (ein Schalter je Stelle) in der Anordnung nach Bild 8.6. Die Ziffernwahlschalter Sd1 bis Sd6 schalten den jeweiligen Eingang (D1) bis (D6) der IS1 bis IS6 (Bild 8.4) auf die entsprechende Ziffernader der S1-Zuleitung auf; alle Ziffernstellungen der Wahlschalter Sd1 bis Sd6 liegen parallel. Direkt an die S1-Zuleitungen angeschlossen sind die zum Komplex R10, T2, IS14 (Bild 8.3) gehörenden Widerstände R11 bis R20 (Bild 8.6), die, wie beschrieben, zwischen Leitung Sp2 und der jeweiligen S1-Ziffernader liegen. Um mit verkürzter Kodezahlenlänge arbeiten zu können, werden bedarfsweise mit den Schaltern SR1 bis SR4 die R-Eingänge der überflüssigen FF an Masse gelegt. Für Sd1 bis Sd4 genügen dann 1polige 10-Stufen-Drehschalter. Man kann auch 2polige 11-Stufen-Schalter verwenden, deren 11. Stellung („Aus/unbelegt") dann mit der 2. Schaltebene die Funktion von SR1 bis SR4 (an Sd3 bis Sd6!) übernimmt.

Falls die Kodezahlen nur selten geändert werden sollen, ist eine einfachere und platzsparendere Ausführung für die Kodiereinheit möglich. Man benutzt dann „Kodestecker", die aus 24poligen Steckleisten und zugehörigen Kupplungen nach Bedarf und gegebenenfalls auf Vorrat anzufertigen sind. Bild 8.7 zeigt diese Variante. Das Gerätegehäuse erhält eine 24polige Federleiste

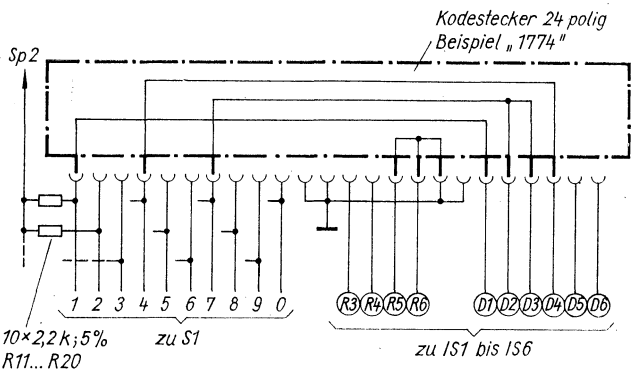


Bild 8.7 Einfache Kodiereinrichtung mit Programmsteckern, die für eine Kodezahl vorverdrahtet werden

(Buchsenleiste) — im Mustergerät wurden *Zeibina*-Steckverbinder benutzt, — die nach Bild 8.7 beschaltet wird; beachte die Beschaltung mit Sp2 und R11 bis R20, die mit R11 bis R20 nach Bild 8.6 identisch sind. Dazu fertigt man sich beliebig viele Stecker an, die unmittelbar an der Steckleisten-Lötseite mit kurzen Drahtbrücken entsprechend der gewünschten Kodezahl beschaltet werden. In Bild 8.7 ist das als Beispiel für die Kodezahl „1774", also mit 2facher Stellenverkürzung (Brücken an den Anschlüssen (R5), (R6)), dargestellt. Diese sehr platzsparende Kodiereinrichtung ermöglicht einen schnellen und auch für Laien problemlos durchführbaren Wechsel zwischen vorverdrahteten Kodezahlen, die man auf Vorrat bereithalten kann.

Die Stromversorgung des Schlosses ist für 5 V (stabilisiert!) und etwa 0,3 A Dauerstrom auszulegen; eine mögliche Variante für den 5-V-Teil läßt sich nach Bild 7.12 gestalten. Je nach Anwendungsfall kann eine Batteriepufferung (z. B. nach [1], Bild 4.171, ohne Netzausfallmeldung) oder — für Notöffnungsbetrieb bei Netzstörungen! — eine äußere Anschlußmöglichkeit für eine 5-V-Ersatzstromquelle vorgesehen werden, falls eine ständige Pufferung (die vom Prinzip her nicht erforderlich ist) nicht lohnt. Dann muß jedoch auch die Stromversorgung des eigentlichen Türöffners (TM; Bild 8.5) garantiert sein.

9. Anhang

9.1. Literaturverzeichnis

[1] *Jakubaschk, H.*: Das große Schaltkreisbastelbuch; Militärverlag der DDR, Berlin 1978, 1. Auflage

[2] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit digitalen p-Kanal-MOS-Schaltkreisen, Band 163 der Reihe *electronica*, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[3] *Kühn, E., Schmied, H.*: Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1974, 2. Auflage

[4] *Schlenzig, K., Galle, R.*: Digital-Mosaik II (Digitale bipolare Amateurschaltkreise); Original-Bauplan Nr. 37, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[5] *Jakubaschk, H.*: Leuchtdioden und ihre Anwendung; Band 149 der Reihe *electronica*, Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[6] *Buttgereit, D.*: Eigenschaften und Kenndaten der Schieberegister D 191 C und D 195 C; *radio-fernsehen-elektronik*, 22 (1973) H. 17 , S. 557, 558

[7] ФЕДОТОВ, Д., КОСТЮКОВ, О.: РЕГИСТР К 155 ИР 1 В ПЕРЕСЧЕТНЫХ УСТРОИСТВАХ; РАДИО (UdSSR), 1978, H. 9, S. 42, 43

[8] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109; Band 170 der Reihe *electronica*, Militärverlag der DDR, Berlin 1979

[9] *Schommartz, G.*: Frequenzvervielfacher in CMOS-Schaltungstechnik; *radio-fernsehen-elektronik*, 27 (1978) H. 3, S. 164, 177

[10] *Fischer, L.*: Volltransistorisierter CW/SSB-Transceiver für UKW; *FUNKAMATEUR*, 1978, H. 6, S. 294—298

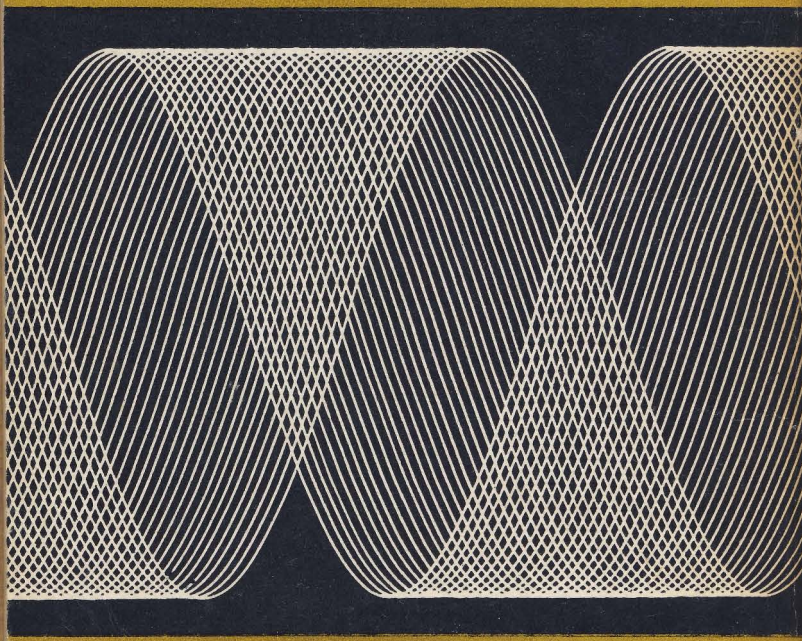
[11] *Jakubaschk, H.*: Blindenuhr-Dekoder für Digitaluhren, *radio-fernsehen-electronik*, 27 (1978) H. 1, S. 59—62

[12] *Seifart, K., Bogk, D.*: Spannungs- und Stromfrequenzwandler nach dem Integrationsverfahren, *radio-fernsehen-elektronik*, 26 (1977) H. 15, S. 507—510 (Teil 1), H. 16, S. 535, 536 (Teil 2)

[13] *Engler, P.*: Zweiweggleichrichter mit Elektrometereingang; *radio-fernsehen-elektronik*, 25 (1976) H. 3, S. 82
БУРОБ, Л.: ЛОГИЧЕСКИЙ ПРОБНИК; РАДИО
[14] (UdSSR), 1978, H. 9, S. 48
[15] *Jakubaschk, H.*$_2$ MOSFET-Schaltungspraxis, Teil 2; Band 162 der Reihe *electronica*, Militärverlag der DDR, Berlin 1978
[16] Mikroelektronik in der Amateurpraxis; Militärverlag der DDR, Berlin 1980 (Abschnitt 4.: H. Jakubaschk, Selbstbau von Digitaluhren)

9.2. Berichtigungen zu [1] (1. Auflage)

In der 1. Auflage dieses Buches wurden leider eine größere Anzahl von Korrekturen nicht ordnungsgemäß ausgeführt. Nachfolgend werden nur solche Fehler aufgeführt, die sinnentstellend wirken und die der Leser nicht selbst eindeutig erkennen und berichtigen kann.

- S. 27 rechts: Der Text des 2. Absatzes ab „Lasttransistor . . .“ bis „. . . durchzusteuern sein.“ ist in der gleichen Spalte ‚6. Z. v. o., hinter „Strukturen.“ einzufügen.
- S. 73 rechts, 13. Z. v. o., lies richtig: „. . . wenigen pF . . .“
- S. 124 links, 32. Z. v. o., lautet vollständig: „nach Bild 3.44 (für Z1 und Z3) und Bild 3.42b (für Z2 und Z4) verarbeitet.“
- S. 139 links, 6. Z. v. o., richtig: „R1, R2“; 10. Z. v. o.: Statt „R2“ lies „R3“.
- S. 151 links, 12. Z. v. o.: Statt „L (3,5 V)“ lies „H (3,5 V)“.
- Bildunterschrift Bild 4.56: Richtig ist „Wired-NOR“ statt „Wired-OR“.
- Bild 4.65 und Bild 4.67: Typenangabe T5 richtig: „SS 216 o. ä.“ (der Typ SS 200 ist ungeeignet!).
- S. 220 rechts, 4. und 5. Z. v. u., richtig: „. . . im Videoteil eines Fernsehempfängers einkoppeln . . .“; vorletzte Zeile: „. . . (unbedingt bis 1 kV spannungsfeste) Kondensator . . .“
- S. 223 rechts, 5. Z. v. u.: Statt „G2“ lies „G3“.
- Bildunterschrift Bild 4.106: Statt „Tastschaltmesser“ lies „Teilerverhältnis“.
- S. 235 links, 5. Z. v. o.: Statt „$\frac{f1}{5}$“ lies „$\frac{f1}{2}$“.
- S. 245 unter 4.6.5.1.: Statt [58] richtig [51].

- Bild 4.134: Von Stift 11 (Ladetaste) jeder Zähldekade Z ist ein Widerstand 1 kΩ gegen $+U_S$ zu legen.
- S. 253, Bild 4.136: Am OPV A 110 C sind die Anschlußziffern 6 und 11 gegeneinander zu vertauschen (6 = −6 V, 11 = +12 V).
- S. 256 rechts, 10. Z. v. o., richtig: „Stellung 1" statt „Stellung 3".
- S. 259 links, 5. und 6. Z. v. u.: Der Satz lautet richtig: „Der FF1 wird in dieser Betriebsart also über seine R- und S-Eingänge statisch gesetzt."
- S. 267 rechts, 1. und 4. Z. v. o.: Statt „74741" lies „74141".
- S. 274 links, 19. bis 21. Z. v. o.: Der Satzteil lautet richtig: „...U_a in Zählerstand 9 oder (für 15stufige Treppe) in Zählerstand 15 (mit allen Q = H) auf 5 V abgeglichen."
- S. 280 links, unterste Zeile: Statt „D3" lies „D8".
- S. 282 rechts, 3. bis 5. Z. v. o.: Der Satz „Die gleichen..." bis „...verwendet". ist an dieser Stelle zu streichen und auf S. 281 rechts, 10. Z. v. o., hinter „...geschaltet." einzufügen.
- S. 283 links, 9. Z. v. u., ergänzen: „...L vorhanden, wenn RBO = L und die Signaleingänge A...D = L sind, ..."
- Bild 4.162: Der Widerstand 100 kΩ oberhalb R12 ist R11.
- Bild 4.173: Die oberen Anschlüsse Q_A, Q_C des G1 führen zu Z5 (Sekunden-Zehner-Zähler); die unteren Q_A, Q_D zu Z4 (Minuten-Einer-Zähler) in Bild 4.167 bzw. Bild 4.168 (für Z4) oder Bild 4.169 (für Z5) und sind parallel zu den gleichbezeichneten Zählerausgängen anzuschließen.
- S. 303 links, 12. Z. v. o., lies: „bei der programmierten Uhrzeit erscheint..."
- S. 306 rechts, 3. und 4. Zeile unter 5.2.3.: „entweder" streichen; statt „oder" lies „auch". (Die im Buch gezeigte Darstellung mit Halbkreisen ist nach TGL in keinem Fall mehr zugelassen!)
- S. 348: Bei [56] lies richtig: 29(1974), H. 12, S. 442.
- S. 349: Bei [57] lies richtig: 29(1974), H. 20, S. 717—718.
- [58] ist ersatzlos zu streichen, hierfür gilt [51].
- Bild 2.30: Die Zeichnung ist fehlerhaft. Die richtige Anschlußweise für die IS kann aus den Bildern 2.25 und 2.27 rekonstruiert werden. Vergleiche mit Bild 7.7 dieses Bandes.
- Bild 2.32: Instrument I soll links vom Kollektor T1 (zwischen Kollektoren T1, T2, T3 und den IS-Anschlüssen 8, 7) eingeschaltet werden.